

Hochdynamischer Stromrichter in Hybridstruktur

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau

von

Julian Endres, M.Eng.

Tag der Einreichung: 24. Oktober 2017

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 14. Juni 2018

1. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt (*TU Ilmenau*)
2. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet (*TU Dresden*)
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Ansgar Ackva (*HAW Würzburg-Schweinfurt*)

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2018000203

Vorwort

Im Rahmen meiner mehrjährigen Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Mechatroniklabor II - Leistungselektronik an der Hochschule für angewandte Wissenschaften (HAW) Würzburg-Schweinfurt entstand diese Dissertation. Forschung an den HAW ist bis dato keine Selbstverständlichkeit. Obgleich Tätigkeiten im Bereich der angewandten Forschung gewollt sind und begrüßt werden, war es oft nicht einfach diese reibungslos in den regulären Hochschulbetrieb zu integrieren. Deshalb gilt mein ganz besonderer Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Ansgar Ackva, der es meinen Kolleginnen, Kollegen und mir ermöglicht hat, einen nicht ganz unerheblichen Beitrag für die Wissenschaft zu leisten. Sein ausdauernder, stets positiver und konstruktiver Einsatz für das Technologietransferzentrum Elektromobilität (TTZ-EMO) hat dazu geführt, dass sich in dessen Umfeld eine ganze Reihe motivierter Forscherinnen und Forscher ansiedeln konnten, die mit größtenteils bemerkenswerten Projekten aufschlussreiche Erkenntnisse zu Tage gefördert haben.

Weiterhin möchte ich mich bei Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt für die Betreuung dieser kooperativen Promotion, von Seiten der TU Ilmenau, bedanken. Die vielfältigen Gespräche, Diskussionen und Anregungen haben ausdrücklich zum Gelingen der Arbeit beigetragen. Auch den Mitarbeitern am Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik gilt mein Dank für den wissenschaftlichen und fachlichen Austausch.

Bei Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet bedanke ich mich für das Interesse an dieser Arbeit und die damit verbundene spontane Übernahme des Zweitgutachtens. Außerdem war mir der Kontakt zu Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Tobias Reimann eine große Freude, der vornehmlich durch den nichtöffentlichen Teil der wissenschaftlichen Aussprache zustande kam.

Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Frank Berger danke ich für die Übernahme des Vorsitzes in der Promotionskommission und Herrn PD Dr.-Ing. habil. Ulrich Lüdtke dafür, dass er sich als weiteres Mitglied zur Verfügung gestellt hat. Zusammenfassend bin ich allen in der Promotionskommission Mitwirkenden für deren Engagement und den zeitlichen Aufwand zu Dank verpflichtet.

Bei allen Professoren, Kolleginnen und Kollegen der Fakultät Elektrotechnik und des TTZ-EMO, die mir während meiner Tätigkeit in irgendeiner Form behilflich waren oder mit Diskussionen zum Fortschritt meiner Arbeit beigetragen haben, möchte ich mich an dieser Stelle bedanken. Dasselbe gilt auch für Studentinnen und Studenten, die im Rahmen ihrer Projekt-,

Bachelor-, Diplom- oder Masterarbeit kostbare Beiträge zum adressierten Themengebiet geliefert haben. Nicht vergessen möchte ich Herrn Dr. Nicolas Karrer, der dankenswerterweise die für den Prüfstand notwendigen Stromsensoren zur Verfügung gestellt hat.

Nicht zuletzt danke ich meiner Familie und besonders meinen Eltern für die Unterstützung während meiner gesamten Ausbildung und für das, was sie mir mit auf den Weg gegeben haben. Ohne deren immaterielle Investition in mich wäre ich heute nicht an diesem Ziel angelangt. Ein ganz besonderer Dank geht an meine Frau Julia, die mir vor allem in der Schlussphase stets neuen Mut gemacht hat und oft für meine Arbeit zurückstecken musste.

Schweinfurt im Juni 2018

Julian Endres

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit einer Stromrichtertopologie, deren Ziel es ist, Stromüberschwingungen, resultierend aus der schaltenden Betriebsweise, durch eine AC- und DC-seitige Parallelschaltung zweier verschiedener Stromrichter aktiv zu kompensieren und so den Aufwand für passive Bauteile zu reduzieren. Der Hauptstromrichter führt den eigentlichen Laststrom und ein Zusatzstromrichter lediglich den die Oberschwingungen ausgleichenden Strom. Dadurch wird für ihn nur eine minimale zusätzliche Halbleiter-Chipfläche zur aktiven Filterung benötigt.

Zunächst werden die Grundlagen zur Modellierung der Wechselspannungsseite von dreiphasigen Stromrichtern hergeleitet. Dabei wird im weiteren Verlauf detailliert auf die Parallelschaltung von zwei Stromrichtern eingegangen was in einer anschaulichen geometrischen Darstellung mündet.

Eine Literaturrecherche gibt einen genauen Überblick über aktuelle Ansätze zur Reduzierung von Oberschwingungen in stromrichtergespeisten Elektroenergiesystemen. Ihr zufolge greift die Arbeit die gegenwärtigen Trends in der Leistungselektronik auf und untersucht ein neuartiges Verfahren zur aktiven Filterung von Verzerrungsströmen im Zeitbereich.

In einer dreistufigen theoretischen Betrachtung wird zunächst anhand eines idealen Modells die grundlegende Dimensionierung der Bauteile geklärt. Im weiteren Verlauf wird das Modell sukzessive an realitätsnahe Bedingungen angepasst, wodurch typische leistungselektronische Störeinflüsse Berücksichtigung finden, die im Rahmen einer Simulation quantifiziert werden. Die Regelung des Zusatzstromrichters basiert auf einer Raumzeigermodulation mit einem vorgeschalteten idealen Zustandsregler, der die genaue Kenntnis der Last und eine beachtliche Anzahl an Messgrößen erfordert. Da dieser Umstand für die praktische Umsetzung eine erhebliche Hürde darstellt, wird ein direktes Stromregelverfahren vorgestellt, welches dank seiner hohen Dynamik ohne Kenntnisse der Lastparameter auskommt.

Ein praktischer Versuchsaufbau in IGBT und SiC Technologie bestätigt grundsätzlich die theoretischen Aussagen, wobei aufgrund der >100 kHz Schaltfrequenz des Zusatzstromrichters parasitäre Einflüsse das Ergebnis überlagern. Im Rahmen eines Vergleichs kann der praktische Nutzen der Stromrichtertopologie bestätigt werden. Ein Ausblick zeigt, wie der Aussteuerbereich bei Auftrennung der DC-Kreise erweitert werden kann.

Abstract

This thesis investigates an inverter topology, the aim of which is to actively compensate the current harmonics, resulting from the switched mode operation, thus reducing the effort for passive components. The system consists of two inverters, connected in parallel on the AC- and DC-side, using an unequal load sharing. The main inverter carries the fundamental load current, whereas the auxiliary inverter is only used to compensate the ripple current. This requires only a low power capacity and a small semiconductor chip area for active filtering.

After deriving the basics for modelling the AC-side of a three-phase inverter, a detailed discussion follows concerning the parallel connection of two inverters. Finally, a three-dimensional geometric approach is presented for descriptive representation of fully decoupled models.

A literature review gives a detailed overview of current approaches used to reduce current harmonics in inverter driven electro-energy systems. The thesis deals with prevailing power electronic trends and investigates a novel method for actively filtering distortion currents in the time domain.

By means of a three-stage theoretical study, the basic dimensioning of the passive components is firstly clarified on the basis of an ideal model. The model is successively adapted to more realistic conditions, whereby typical power electronics related disturbances like switching losses or time delays are taken into account. Simulations are qualifying these effects. The control of the auxiliary inverter initially uses a space vector modulation with an ideal state space controller. It requires accurate information of the load parameters and a considerable number of measuring probes. Since this represents a significant obstacle for practical implementation, a direct current control algorithm is presented working without the need of knowing any load parameters, thanks to its high dynamic of the control loop.

An experimental set-up using IGBT- and SiC-technology confirms the theoretical statements of the thesis. However, some parasitic effects due to the switching frequency of >100 kHz are interfering with the measurement results. The measurements confirm both the performance of the system as well as the potential operating range. An outlook on a system with disconnected DC-sides shows how the operating range may further be extended.

Inhaltsverzeichnis

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis	ix
1 Einleitung	1
1.1 Einführung in die Thematik	1
1.2 Motivation	3
1.3 zentrale Fragestellungen	4
2 Grundlagen	5
2.1 Modellbildung	5
2.2 Transformation parallel geschalteter Stromrichter	9
2.3 Geometrische Deutung	14
3 Stand der Technik	19
3.1 Steuerverfahren für dreiphasige Stromrichter mit Spannungszwischenkreis . .	19
3.1.1 Spannungssteuerung mittels PWM	19
3.1.2 Direkte Stromregelverfahren	24
3.2 Filter	26
3.2.1 Passive Filter	26
3.2.2 Aktive Filter und Hybridfilter	27
3.3 Erhöhung der Auflösung des Stromrichters	29
3.3.1 Erhöhung der Schaltfrequenz	29
3.3.2 Erhöhung der diskreten Ausgangsspannungsniveaus	30
3.4 Parallelschaltung von Stromrichtern unterschiedlicher Technologie	35
4 Theoretischer Lösungsansatz	37
4.1 Ideale Betrachtung	38
4.1.1 Voraussetzungen	38
4.1.2 weiterführende Modellbildung	38

4.1.3	Simulation	45
4.2	Vereinfachte Betrachtung	53
4.2.1	Voraussetzungen	53
4.2.2	Modelladaption	53
4.2.3	Simulation	56
4.3	Weitgehend genaue Betrachtung	64
4.3.1	Voraussetzungen	64
4.3.2	Funktionsweise des Regelverfahrens für USR 2	65
4.3.3	Simulation	72
5	Praktische Umsetzung	81
5.1	Vorstellung des Prüfstandes	81
5.1.1	Beide Stromrichter mit Last	81
5.1.2	Koppelinduktivitäten	83
5.1.3	Strom- und Spannungsmessung	84
5.1.4	FPGA-basierte Stromregelung	85
5.2	Anforderungen für die Umsetzung	85
6	Ergebnisse	89
6.1	Stationäres Verhalten	89
6.2	Dynamisches Verhalten	98
7	Zusammenfassung und Bewertung	101
7.1	Ergebnisse aus den einzelnen Kapiteln	101
7.2	Möglichkeiten zur Einsparung passiver Bauteile	103
8	Ausblick	109
A	Anhang	117
A.1	Kennwerte der eingesetzten Hardware-Komponenten	117
A.2	Vorgaben für Simulation und Messung	119
A.3	Simulationsmodelle zur Beschreibung der Hardware	120
	Literatur	123

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Darstellung von Spannungen und Strömen

u, i	zeitlich veränderliche Größen
u^*, i^*	Sollwerte
\hat{u}, \hat{i}	Amplituden
\bar{u}, \bar{i}	kurzzeitige Mittelwerte, i.d.R. über eine Periode T_T
U, I	Effektivwerte, i.d.R. einer Grundswingungsperiode
\hat{U}, \hat{I}	Spitzenwerte, i.d.R. innerhalb einer Grundswingungsperiode
$\underline{u}, \underline{i}$	Zeiger, i.d.R. in der $\alpha\beta$ -Ebene
\vec{u}, \vec{i}	Vektor, im $\alpha\beta\gamma$ -Raum
\mathbf{u}, \mathbf{i}	Matrix, mit Komponenten in UVW oder $\alpha\beta\gamma$

Formel- und Schaltplanzeichen

C	Kapazität
e	Gegenspannung
f_1	Grundswingungsfrequenz
f_A	Abtastfrequenz
f_h	Frequenz der h-ten Oberschwingung
f_{sw}	Schaltfrequenz
f_T	Trägerfrequenz
k	Koppelfaktor
L	Induktivität
M	Gegeninduktivität
m_a	Modulationsgrad
n	Laufvariable

N	Sternpunkt
q	Schaltzahl
R	ohmscher Widerstand
$\vec{RV}_0 \dots \vec{RV}_7$	diskrete Spannungsvektoren im $\alpha\beta\gamma$ -Raum
$\underline{RZ}_0 \dots \underline{RZ}_7$	diskrete Spannungszeiger in der $\alpha\beta$ -Ebene
$t_0 \dots t_7$	Einschaltzeiten der diskreten Spannungsvektoren bzw. -zeiger
t_d	Verzögerungszeit
t_{DT}	Verriegelungszeit
t_{ot}	Reglersperrzeit
T_T	Periodendauer des Trägersignals bzw. eines Schaltzyklus
U_{dc}	Zwischenkreisspannung
φ_{ui}	Phasenwinkel zwischen Spannung und Strom
ω_1	Kreisfrequenz der Grundschiwingung

häufig verwendete Indizes

1, 2	Größe bezüglich Stromrichter 1 bzw. 2
α, β, γ	α -, β - bzw. γ -Komponente eines Vektors bzw. Zeigers
δ, h	innere bzw. äußere Toleranzgrenze
C	Clarke transformierte Größe
Ist	Istwert
max	Maximalwert
min	Minimalwert
U, V, W	einzelne Phasen im dreiphasigen Wechselspannungssystem
VZ	Verzerrungsanteil

Abkürzungen

AC	Wechselstrom (alternating current)
AF	Aktives Filter
AZSPWM	Active Zero State PWM
DC	Gleichstrom (direct current)

DFT	diskrete Fourier-Transformation
DSV	digitale Signalverarbeitung
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
FF	Flip-Flop
FFT	schnelle Fourier-Transformation (fast Fourier transform)
FPGA	Field Programmable Gate Array
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IIR-Filter	Filter mit unendlicher Impulsantwort (infinite impulse response filter)
LUT	Lookup-Tabelle
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
MUX	Multiplexer
NSPWM	Near State PWM
PCC	gemeinsamer Last-Anschlusspunkt (point of common coupling)
PLL	Phasenregelschleife (phase-locked loop)
PWM	Pulsweitenmodulation
RCMV-PWM	Reduced Common Mode Voltage PWM
RV	Raumvektor
RVM	Raumvektormodulation
RZ	Raumzeiger
RZM	Raumzeigermodulation
SiC	Siliziumcarbid
UPQC	unified power quality conditioner
USR	Spannungszwischenkreis-Stromrichter
WBG	Halbleiter mit großer Bandlücke (wide-bandgap)
WTHD	gewichtetes Gesamt-Oberschwingungsverhältnis (weighted total harmonic distortion)

1 Einleitung

1.1 Einführung in die Thematik

Die Aufgabe leistungselektronischer Schaltungen besteht grundsätzlich darin, elektrische Energie umzuwandeln. Dabei werden der Strom und die Spannung in die für die jeweilige Anwendung nötige Form, Amplitude und Frequenz umgeformt, was letztendlich auch eine Steuerung des Leistungsflusses ermöglicht. Dadurch nimmt die Leistungselektronik eine entscheidende Rolle als Schlüsseltechnologie ein. In Deutschland führte die Liberalisierung des Energiemarktes in den vergangenen Jahrzehnten zu einer zunehmend dezentralen Erzeugung elektrischer Energie, was wiederum einen bidirektionalen Energiefluss in den Verteilnetzen erforderlich macht. Somit kann der Forderung nach flexiblen, dynamischen und dennoch stabilen Netzen nur mit leistungselektronischen Stellgliedern nachgekommen werden (vgl. [59, S. V ff.]). Zudem erfordert der steigende Bedarf an elektrischer Energie möglichst wenig Verluste bei deren Umwandlung, wenn der Knappheit fossiler Brennstoffe und dem Ziel einer Reduzierung des CO₂ Ausstoßes Rechnung getragen werden soll. In [41] wird das Einsparpotenzial durch den Einsatz von Leistungselektronik in den Bereichen Beleuchtung, Energieversorgung für Informations- und Kommunikationstechnologie, intelligente Energienetze und industrielle Antriebe auf 25% des gesamten elektrischen Energieverbrauchs in der EU beziffert. Weiterhin bietet die Leistungselektronik die Möglichkeit der Materialeinsparung und besseren Ausnutzung von Ressourcen durch die fortschreitende Weiterentwicklung leistungselektronischer Bauelemente (z.B. in Schaltnetzteilen oder digitalen Leistungsverstärkern).

Dreiphasige Spannungszwischenkreis-Stromrichter (U-Stromrichter, USR) haben als leistungselektronische Stellglieder eine stetig wachsende Bedeutung für derzeitige und zukünftige Elektroenergiesysteme. Sie können einen nahezu beliebigen Leistungsfaktor bereitstellen, ermöglichen eine Regelung des Leistungsflusses z.B. bei der Anbindung bidirektionaler Energiespeicher und sind deshalb wichtiger Bestandteil für dynamische und stabile Versorgungsnetze. Auch im Bereich der Antriebstechnik werden aus Gründen der Effizienz vermehrt drehzahlvariable Antriebssysteme bestehend aus Umrichtern mit Spannungszwischenkreis und Dreh-

feldmaschinen verwendet. Wenngleich der Einsatz von Stromrichtern eine Reihe von Vorteilen bietet und erst damit Innovationen auf dem Gebiet der Energieversorgung und Antriebstechnik möglich wurden, so sind auch Nachteile damit verbunden. Da die Leistungshalbleiter in Stromrichtern ausschließlich als Schalter betrieben werden, ist es nicht möglich, rein ideale Nutzsignale zu erzeugen. Es entstehen unvermeidlich Oberschwingungen, die je nach Anwendungsfall auf ein zulässiges Maß reduziert werden müssen. Denn zum einen wirkt sich die durch Oberschwingungen entstehende Verlustleistung negativ auf den Wirkungsgrad des Gesamtsystems aus, und zum anderen muss das System Normen und Grenzwerte bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) einhalten.

Zur Minderung der Oberschwingungen kommen generell zwei Möglichkeiten in Betracht: der klassische Ansatz wäre die Einfügung eines passiven Tiefpass-Filters bestehend aus Induktivitäten und Kapazitäten. Der Frequenzgang des Filters kann durch dessen Struktur und Auswahl der Bauelemente so angepasst werden, dass die Frequenzen oberhalb des Nutzsignals in gewünschter Weise bedämpft und so EMV-Grenzwerte eingehalten werden. Jedoch kann damit der Wirkungsgrad des Gesamtsystems keineswegs verbessert werden, denn die Oberschwingungen werden nach wie vor vom Stromrichter erzeugt. Daran knüpft die zweite Möglichkeit an, bei der versucht wird die Entstehung der Oberschwingungen und damit direkt auch ihre Auswirkungen, einzudämmen. Das kann nur aktiv durch das Modulationsverfahren oder eine Erhöhung der Auflösung¹ der Ausgangsspannung des USR erreicht werden, was in der Praxis eine höhere Schaltfrequenz oder eine größere Anzahl diskreter Ausgangsspannungsniveaus bedeutet. In der Regel wird versucht, aus einer technisch und wirtschaftlich günstigen Kombination beider Maßnahmen das gewünschte Resultat zu erzielen.

Aktive Filter können zusätzlich eingeschaltet werden, um die Verzerrungen, die auch durch mehrere nichtlineare Systeme auf der DC- oder AC-Seite hervorgerufen werden, auszugleichen. Dies geschieht meist dort, wo die Verbraucher technisch oder wirtschaftlich nicht durch die oben genannten Maßnahmen an die Netzkonformität angepasst werden können.

¹ Auflösung umfasst in diesem Kontext die Diskretisierung eines Signalverlaufs durch eine bestimmte Anzahl von Stufen und deren zeitliche Abstände

1.2 Motivation

Die Leistungselektronik ist seit jeher dem technologischen Trend und wirtschaftlichen Zwang unterworfen, passive Bauteile durch aktive zu ersetzen. Die Ursache dafür liegt in der Forderung nach immer kleiner werdendem Bauraum und Gewicht und an den tendenziell steigenden Rohstoffkosten für passive Bauteile. Im Gegenzug dazu werden die Leistungshalbleiter durch die permanente Fortentwicklung stets leistungsfähiger und kostengünstiger. Erst sie ermöglichen es, neue oder komplexe Topologien zu realisieren, die eine Reduktion passiver Komponenten möglich machen. Zudem sind heute leistungsfähige Mikrocontroller und FPGAs verfügbar, mit denen auch aufwendige leistungselektronische Systeme geregelt und gesteuert werden können.

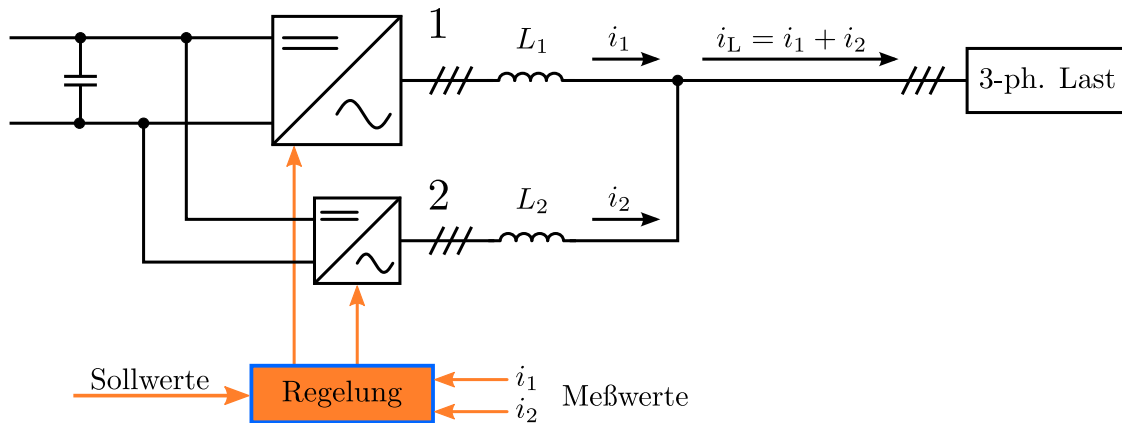


Abbildung 1.1: Grundstruktur des Stromrichters in Hybridstruktur

Vor diesem Hintergrund wird in der vorliegenden Arbeit ein Stromrichter in Hybridstruktur untersucht, der das Ziel hat, die Oberschwingungsströme eines konventionellen USB unter Zuhilfenahme eines zweiten, parallel geschalteten USB zu kompensieren. Eine vereinfachte Darstellung der Anordnung ist in Abbildung 1.1 dargestellt. Der USB 1 stellt den mit Oberschwingungen behafteten Strom i_1 für die Last bereit und muss dementsprechend für deren maximale Leistung dimensioniert sein. USB 2 liefert einen Strom i_2 , der die Verzerrungen im Strom i_1 derart kompensiert, dass zur Last ein möglichst idealer Nutzstrom i_L fließen kann. Der USB 2 muss somit lediglich für den Oberschwingungsstrom ausgelegt werden, der in der Regel deutlich kleiner ist als der maximale Nutzstrom $\hat{i}_{L,\max}$. Deshalb ist dafür auch nur eine geringe zusätzliche Leistungshalbleiter-Chipfläche nötig. Andererseits muss USB 2 die erforderliche Dynamik aufweisen, um die Oberschwingungen ausregeln zu können. Da-

zu sind wiederum Leistungstransistoren erforderlich, die für hohe Schaltfrequenzen geeignet sind. Bei der Kopplung der beiden Stromrichter wird bewusst auf eine galvanische Trennung auf der AC- und DC-Seite verzichtet, da sonst zusätzliche aktive oder passive Baugruppen (z.B. DC-DC-Wandler, Transformatoren) nötig wären, die das Gewicht, den Bauraum und die Komplexität des Gesamtsystems erhöhen würden. In der vorliegenden Arbeit soll untersucht werden, wie mit dieser Topologie und der gekoppelten Regelung beide USR optimal ausgenutzt werden können und dabei USR 2 möglichst nur für den zu kompensierenden Verzerrungsstrom von USR 1 ausgelegt werden muss.

1.3 zentrale Fragestellungen

Für die zuvor vorgestellte Stromrichter-Topologie ergeben sich eine Reihe von Fragen die mit dieser Arbeit beantwortet werden sollen. Zunächst soll dargelegt werden, ob der Stromrichter in Hybridstruktur in der beschriebenen Funktionsweise zur aktiven Kompensation von Oberschwingungen geeignet ist. Dazu muss ergründet werden, mit welchen theoretischen Modellen die Topologie beschrieben und analysiert werden kann. Welche Ansätze für eine Regelung können aus der Modellierung abgeleitet und bestätigt werden, um die Technologie letztendlich umzusetzen? Für den späteren Einsatz haben die Grenzen der Topologie in Theorie und Praxis eine große Bedeutung, welche es gilt, zu erörtern. Dies mündet in einem praktischen Versuchsaufbau, welcher zur Validierung der zuvor erbrachten Simulationsergebnisse dient. Schlussendlich bleibt die Frage, ob mit dem Stromrichter in Hybridstruktur passive Bauteile eingespart werden können, die sonst zur Filterung der Oberschwingungsströme nötig wären.

2 Grundlagen

Das folgende Kapitel beschreibt die theoretischen Grundlagen, die für das Verständnis dieser Arbeit erforderlich sind.

2.1 Modellbildung

Für die folgenden Betrachtungen dient das Schaltbild aus Abbildung 2.1 als Ausgangspunkt. Dargestellt sind die beiden dreiphasigen Stromrichter (USR 1 und USR 2), die auf der Gleichspannungsseite über einen gemeinsamen Spannungszwischenkreis verbunden sind. Die AC-seitigen Abgriffe der beiden Stromrichter sind nach den in Reihe zum Ausgang geschalteten Induktivitäten L_1 und L_2 am gemeinsamen Last-Anschlusspunkt (PCC) miteinander verbunden und führen danach auf die sternförmige Last. Diese wird durch einen ohmschen Widerstand R , eine Induktivität L und eine Wechselspannungsquelle e nachgebildet. Es wird ein symmetrischer Aufbau bezüglich der drei Phasen U, V und W vorausgesetzt. Deshalb sind die passiven Bauteile nicht mit separaten Indizes für jede Phase gekennzeichnet. Die Kopplung zwischen den jeweiligen Einzel-Induktivitäten der drei Phasen ist mit den Gegeninduktivitäten M , M_1 und M_2 gekennzeichnet. Diese können im Gegensatz zu den Selbstinduktivitäten (L, L_1, L_2) auch negative Werte annehmen. Die Beziehung von Gegen- und Selbstinduktivität kann auch durch den Koppelfaktor

$$k = \frac{M}{L}, \quad k_1 = \frac{M_1}{L_1} \quad \text{und} \quad k_2 = \frac{M_2}{L_2} \quad (2.1)$$

ausgedrückt werden. Der symmetrische Aufbau verlangt außerdem jeweils gleiche Windungszahlen der Einzel-Induktivitäten der drei Phasen. Damit gilt für alle Koppelfaktoren

$$|k_n| \leq 1 \quad (2.2)$$

(vgl. [24]).

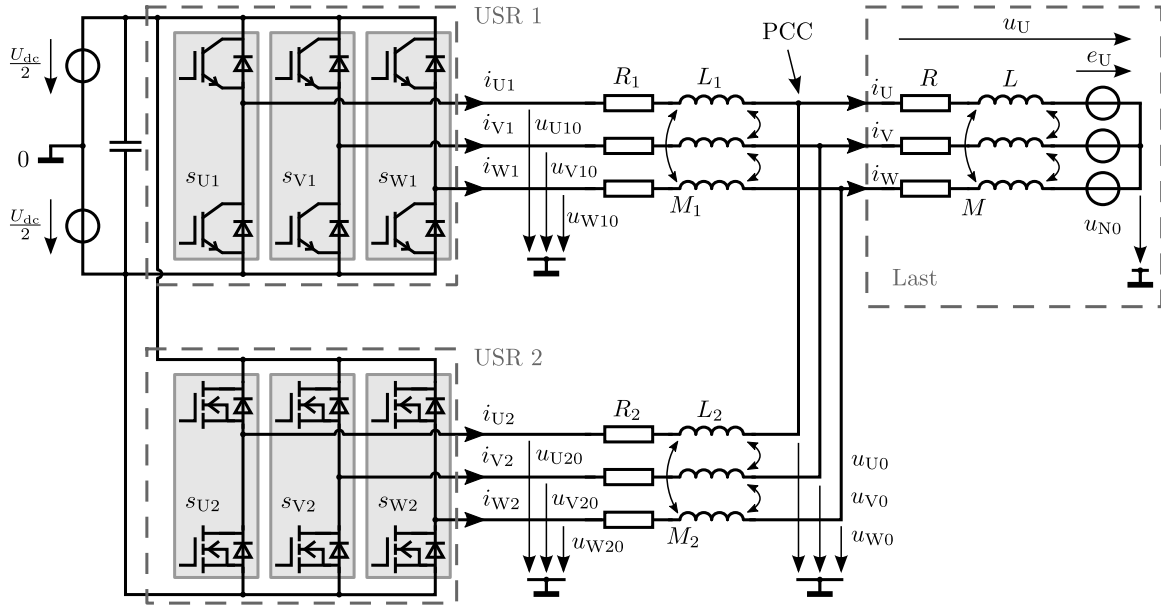


Abbildung 2.1: detailliertes Schaltbild des Stromrichters in Hybridstruktur

Als Bezugspunkt für die Spannungen wird der Mittelpunkt der Zwischenkreisspannung gewählt, weshalb diese durch zwei Spannungsquellen mit jeweils $U_{dc}/2$ repräsentiert wird.

Für die Schalterstellungen der beiden Stromrichter existieren pro Halbbrücke (auch als Phasenglied oder Brückenweig bezeichnet) nur zwei zulässige Zustände, die jeweils durch die Schaltfunktion

$$s_{\{U,V,W\}\{1,2\}} = \begin{cases} 1 & \text{oberes Schaltelement leitend, unteres Schaltelement nicht-leitend} \\ -1 & \text{oberes Schaltelement nicht-leitend, unteres Schaltelement leitend} \end{cases} \quad (2.3)$$

ausgedrückt werden. Mit dieser Definition kann die Spannung an den Abgriffen bzw. AC-Ausgängen des ideal schaltenden Stromrichters durch

$$u_{\{U,V,W\}\{1,2\}0} = s_{\{U,V,W\}\{1,2\}} \frac{U_{dc}}{2} \Rightarrow u_{U10} = s_{U1} \frac{U_{dc}}{2} \quad (2.4)$$

beschrieben werden. Durch Kombination der drei Phasen sind somit für den dreiphasigen Stromrichter acht Zustände möglich. Aufgrund der schaltenden Betriebsweise des Stromrich-

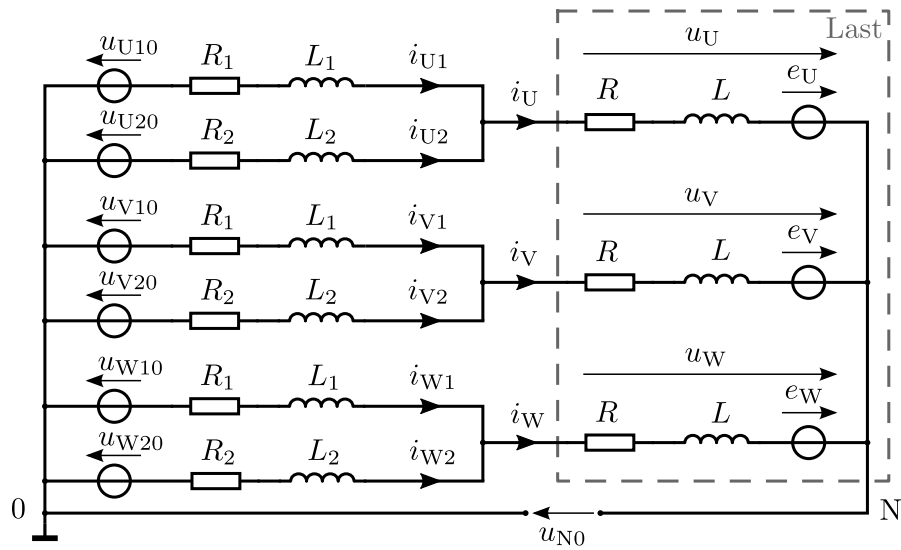


Abbildung 2.2: AC-seitiges Ersatzschaltbild des Stromrichters in Hybridstruktur (die Gegeninduktivitäten wurden zur besseren Übersicht nicht eingezeichnet)

ters ist die Beschreibung mit kurzzeitigen Mittelwerten nach

$$\bar{u}(t) = \frac{1}{T_T} \int_{t-T_T}^t u(\tau) d\tau \quad (2.5)$$

zweckmäßig, bei dem die diskreten Spannungen über einen Schaltzyklus¹ (T_T) gemittelt werden, solange $T_T \ll 1/f_1$ [26].

Auf der Wechselspannungsseite des Stromrichters lässt sich ein Phasenzweig durch eine Spannungsquelle mit den Werten aus (2.4) ersetzen. Danach ergibt sich das Ersatzschaltbild (ESB) aus Abbildung 2.2. Die Maschengleichungen für den USR 1 lassen sich als

$$\begin{aligned} u_{U10} &= R_1 i_{U1} + L_1 \dot{i}_{U1} + M_1 \dot{i}_{V1} + M_1 \dot{i}_{W1} + u_U + u_{N0} \\ u_{V10} &= R_1 i_{V1} + M_1 \dot{i}_{U1} + L_1 \dot{i}_{V1} + M_1 \dot{i}_{W1} + u_V + u_{N0} \\ u_{W10} &= R_1 i_{W1} + M_1 \dot{i}_{U1} + M_1 \dot{i}_{V1} + L_1 \dot{i}_{W1} + u_W + u_{N0} \end{aligned} \quad (2.6)$$

1 ein Schaltzyklus beinhaltet einen vollständigen Wechsel der Schaltfunktion s zurück in die Ausgangsposition

aufstellen und in die Matrixschreibweise

$$\mathbf{u}_{10} = \mathbf{R}_1 \cdot \mathbf{i}_1 + \mathbf{L}_1 \cdot \dot{\mathbf{i}}_1 + \mathbf{u}_L + u_{N0} \quad (2.7)$$

überführen, mit den Vektoren

$$\mathbf{u}_{10} = \begin{bmatrix} u_{U10} \\ u_{V10} \\ u_{W10} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_1 = \begin{bmatrix} i_{U1} \\ i_{V1} \\ i_{W1} \end{bmatrix}, \quad \dot{\mathbf{i}}_1 = \begin{bmatrix} \dot{i}_{U1} \\ \dot{i}_{V1} \\ \dot{i}_{W1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_L = \begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

und den Matrizen

$$\mathbf{R}_1 = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{L}_1 = \begin{bmatrix} L_1 & M_1 & M_1 \\ M_1 & L_1 & M_1 \\ M_1 & M_1 & L_1 \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Durch umstellen kann (2.7) in die allgemeine Form der Zustandsgleichungen

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \quad (2.10)$$

gebracht werden. Hierbei ersetzt \mathbf{i}_1 den allgemeinen Zustandsvektor \mathbf{x} :

$$\dot{\mathbf{i}}_1 = \underbrace{-\mathbf{L}_1^{-1} \cdot \mathbf{R}_1}_{\mathbf{A}} \cdot \mathbf{i}_1 + \underbrace{\mathbf{L}_1^{-1}}_{\mathbf{B}} \cdot \left(\underbrace{\mathbf{u}_{10} - \mathbf{u}_L - u_{N0}}_{\mathbf{u}} \right). \quad (2.11)$$

Die inverse Matrix von \mathbf{L}_1 berechnet sich zu

$$\mathbf{L}_1^{-1} = \frac{1}{(L_1 - M_1)(L_1 + 2M_1)} \begin{bmatrix} L_1 + M_1 & -M_1 & -M_1 \\ -M_1 & L_1 + M_1 & -M_1 \\ -M_1 & -M_1 & L_1 + M_1 \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Für den USR 2 und die Last können ähnliche Zustandsgleichungen aufgestellt werden, das Vorgehen ist analog.

Bei genauer Betrachtung der resultierenden Systemmatrix \mathbf{A} fällt auf, dass es sich nicht um eine Diagonalmatrix handelt. Das bedeutet, das Differentialgleichungssystem ist verkoppelt, weshalb sich eine weiterführende theoretische Untersuchung als ungünstig erweist. Weiterhin

ist in den Gleichungen die virtuelle Sternpunktspannung u_{N0} enthalten. Diese kann jedoch nur dann in Abhängigkeit der Schaltfunktionen angegeben werden, wenn

$$i_{U1} + i_{V1} + i_{W1} = 0 \quad \text{und} \quad i_{U2} + i_{V2} + i_{W2} = 0 \quad (2.13)$$

gelten. Für eine allgemeingültige Untersuchung des Gesamtsystems ist diese Einschränkung nicht hinnehmbar.

2.2 Transformation parallel geschalteter Stromrichter

Um eine Entkopplung des Differentialgleichungssystems zu erzielen, muss die Systemmatrix diagonalisiert werden. Das gelingt durch eine geeignet zu wählende Transformation

$$\mathbf{x} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{z}, \quad (2.14)$$

wobei anstelle des Zustandsvektors \mathbf{x} ein neuer Zustandsvektor \mathbf{z} eingeführt wird. Die Transformationsmatrix \mathbf{V} muss regulär sein, um das Übertragungsverhalten des Systems beizubehalten. Die Transformation aus (2.14) wird auch als Modaltransformation bezeichnet. [14, 50]

Die Clarke-Transformation, die auch als $\alpha\beta\gamma$ -Transformation bekannt ist, erfüllt die Funktion zur Diagonalisierung der Systemmatrix. Auf eine ausführliche Herleitung dieser Transformationsmatrix sei an dieser Stelle auf [21] verwiesen, sie ist stattdessen mit ihrer Inversen als

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

gegeben. Die modalen Komponenten bilden ein Orthogonalsystem, dessen Koordinatenachsen in dieser Arbeit mit α , β und γ beschriftet werden. Dabei bezeichnet die Fachliteratur die Komponente, welche an der γ -Achse aufgetragen wird, häufig auch als Null- oder Gleichtakt-Komponente. Von diesen Begriffen soll auch hier Gebrauch gemacht werden. Die Skalierung mit dem Faktor $2/3$ impliziert eine impedanz-invariante Transformation. Entsprechend ist bei der Umrechnung von Leistungen der Faktor $3/2$ zu berücksichtigen. Es gilt $P_{UVW} = 3/2 P_{\alpha\beta\gamma}$, [9].

Wird nun die Modaltransformation aus (2.14) auf Gleichung (2.11) angewendet so entsteht

$$\mathbf{V} \cdot \dot{\mathbf{i}}_{C1} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{i}_{C1} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \quad (2.16)$$

mit dem neu definierten Zustandsvektor

$$\mathbf{i}_{C1} = \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\gamma 1} \end{bmatrix} \quad \text{bzw.} \quad \dot{\mathbf{i}}_{C1} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha 1} \\ \dot{i}_{\beta 1} \\ \dot{i}_{\gamma 1} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Nach Umstellung erhält man die transformierte Zustandsgleichung

$$\dot{\mathbf{i}}_{C1} = \underbrace{\mathbf{V}^{-1} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{V}}_{\mathbf{A}_C} \cdot \mathbf{i}_{C1} + \underbrace{\mathbf{V}^{-1} \cdot \mathbf{B}}_{\mathbf{B}_C} \cdot \mathbf{u}, \quad (2.18)$$

nach kurzer Rechnung schließlich die diagonalisierte Systemmatrix

$$\mathbf{A}_C = \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{L_1 - M_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_1}{L_1 - M_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_1}{L_1 + 2M_1} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

und die transformierte Eingangsmatrix

$$\mathbf{B}_C = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \frac{1}{L_1 - M_1} & -\frac{1}{3} \frac{1}{L_1 - M_1} & -\frac{1}{3} \frac{1}{L_1 - M_1} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{1}{L_1 - M_1} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{1}{L_1 - M_1} \\ \frac{1}{3} \frac{1}{L_1 + 2M_1} & \frac{1}{3} \frac{1}{L_1 + 2M_1} & \frac{1}{3} \frac{1}{L_1 + 2M_1} \end{bmatrix}, \quad (2.20)$$

welche multipliziert mit dem Eingangsvariablenvektor \mathbf{u} (s. Gl. (2.11))

$$\mathbf{B}_C \cdot \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1 - M_1} \left(\frac{2}{3} u_{U10} - \frac{1}{3} u_{V10} - \frac{1}{3} u_{W10} - \frac{2}{3} u_U + \frac{1}{3} u_V + \frac{1}{3} u_W \right) \\ \frac{1}{L_1 - M_1} \left(\frac{1}{\sqrt{3}} u_{V10} - \frac{1}{\sqrt{3}} u_{W10} - \frac{1}{\sqrt{3}} u_V + \frac{\sqrt{3}}{3} u_W \right) \\ \frac{1}{L_1 + 2M_1} \left(\frac{1}{3} u_{U10} + \frac{1}{3} u_{V10} + \frac{1}{3} u_{W10} - \frac{1}{3} u_U - \frac{1}{3} u_V - \frac{1}{3} u_W - u_{N0} \right) \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

ergibt. Dabei fällt auf, dass die γ -Komponente aus der Summe der messbaren Spannungen, nebst Beachtung eines konstanten Vorfaktors, gebildet wird. Die Spannungsvektoren \mathbf{u}_{10} und \mathbf{u}_L werden als Transformierte der Eingangsvariablen neu definiert:

$$\mathbf{u}_{C1} = \mathbf{V}^{-1} \cdot \mathbf{u}_{10} = \begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{\gamma 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{CL} = \mathbf{V}^{-1} \cdot \mathbf{u}_L = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_{\gamma} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Damit kann die Gleichung (2.21) auch durch

$$\mathbf{B}_C \cdot \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1 - M_1} (u_{\alpha 1} - u_{\alpha}) \\ \frac{1}{L_1 - M_1} (u_{\beta 1} - u_{\beta}) \\ \frac{1}{L_1 + 2M_1} (u_{\gamma 1} - u_{\gamma} - u_{N0}) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

ausgedrückt werden.

Der Vektor \mathbf{u}_{C1} aus (2.22) repräsentiert die transformierten Spannungen welche der USR 1 an seinem AC-Ausgang stellen kann. Setzt man für \mathbf{u}_{10} die diskreten Werte aus Gleichung (2.4) ein, so erhält man die transformierten Spannungswerte für die acht möglichen Zustände, siehe Tabelle 2.1.

Zustand	$s_{U\{1,2\}}$	$s_{V\{1,2\}}$	$s_{W\{1,2\}}$	$u_{\alpha\{1,2\}}$	$u_{\beta\{1,2\}}$	$u_{\gamma\{1,2\}}$
0	-1	-1	-1	0	0	$-1/2$
1	1	-1	-1	$2/3$	0	$-1/6$
2	1	1	-1	$1/3$	$1/\sqrt{3}$	$1/6$
3	-1	1	-1	$-1/3$	$1/\sqrt{3}$	$-1/6$
4	-1	1	1	$-2/3$	0	$1/6$
5	-1	-1	1	$-1/3$	$-1/\sqrt{3}$	$-1/6$
6	1	-1	1	$1/3$	$-1/\sqrt{3}$	$1/6$
7	1	1	1	0	0	$1/2$

Tabelle 2.1: Zustände, zugehörige Schalterstellungen und transformierte Spannungen normiert auf U_{dc}

Schlussendlich können die entkoppelten ESB für den USR 1 entwickelt werden, welche in Abbildung 2.3 dargestellt sind. Für den USR 2 ergeben sich bis auf die Indizes exakt

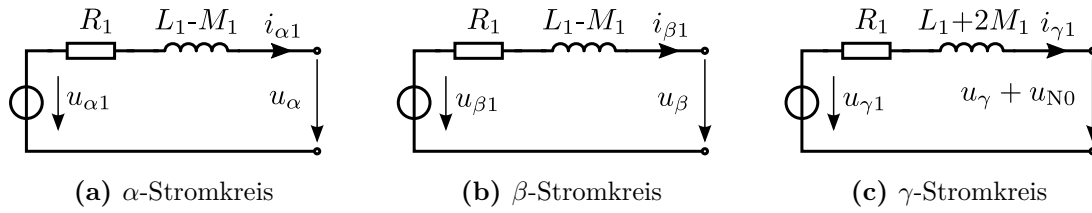


Abbildung 2.3: AC-seitige Ersatzschaltbilder für den USR 1 nach der Modaltransformation

dieselben ESB. Wird die Last, die ähnlich wie die USR mit drei Spannungsquellen und je einer ohmsch-induktiven Serienimpedanz modelliert ist, ebenfalls der Modaltransformation unterworfen, so lässt sich feststellen, dass auch deren ESB im Wesentlichen denen der USR entsprechen. Zusammengefasst entstehen die entkoppelten ESB des Gesamtsystems welche in Abbildung 2.4 abgedruckt sind. Im Gegensatz zu den α - und β -Komponenten findet sich für die Nullkomponenten, welche durch das γ -ESB ausgedrückt werden, nur zwischen den beiden

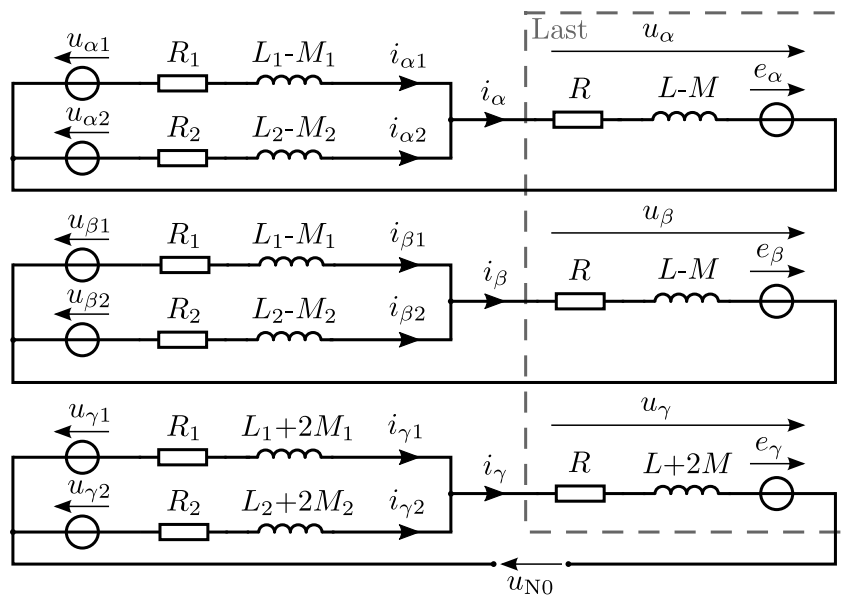


Abbildung 2.4: AC-seitige, entkoppelte Ersatzschaltbilder des Stromrichters in Hybridstruktur nach der Modaltransformation

USR ein geschlossener Stromkreis. Da der Sternpunkt N der Last mit der DC-Seite nicht leitend verbunden ist gilt im allgemeinen

$$i_\gamma = 0 \quad \Rightarrow \quad i_{\gamma 1} = -i_{\gamma 2}. \quad (2.24)$$

Für den Sonderfall, dass beide USR an getrennte Gleichspannungsquellen angebunden sind, ändert sich das Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.2. Es existiert kein gemeinsamer Bezugspunkt (0) mehr, stattdessen werden für jeden USR separate Bezugspunkte $0'$ und $0''$ eingeführt. Es ergeben sich somit zwei Spannungen zum Sternpunkt der Last: $u_{N0'}$ und $u_{N0''}$. Das resultierende ESB ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Für die Beschreibung im Zustandsraum

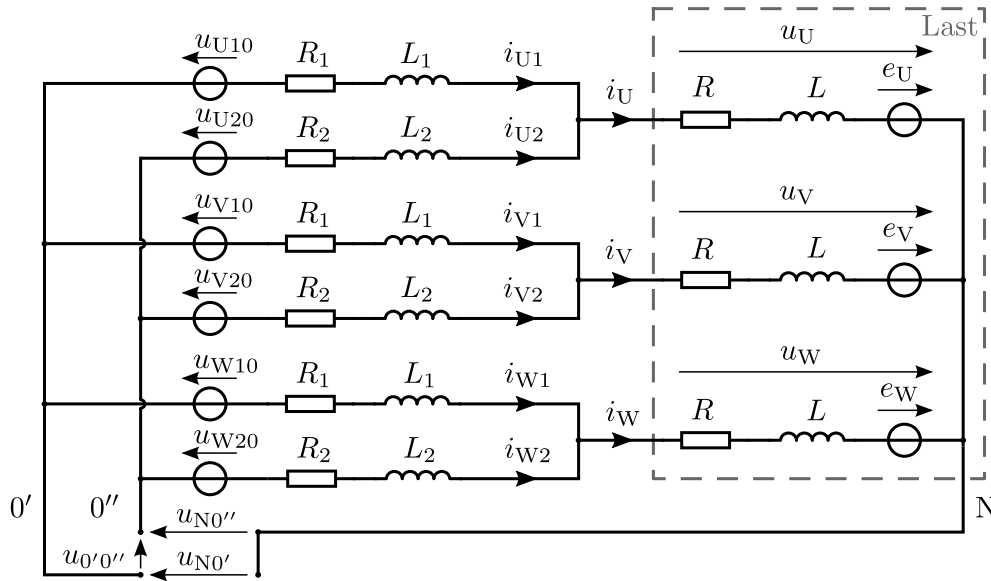


Abbildung 2.5: AC-seitiges Ersatzschaltbild des Stromrichters in Hybridstruktur für den Fall getrennter DC-Kreise (auch hier sind die Gegeninduktivitäten aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht eingezeichnet)

wollen wir als Bezugspegel für das Gesamtsystem $0'$ definieren. Daraus folgt, dass sich für die Gleichungen von USR 1 bis auf die Umbenennung der Sternpunktspannung nichts weiter ändert. Für USR 2 hingegen ergibt sich das Differentialgleichungssystem zu

$$u_{20} = R_2 \cdot i_2 + L_2 \cdot \dot{i}_2 + u_L + u_{N0''} \quad (2.25)$$

mit u_{20} , i_2 , \dot{i}_2 , u_L , R_2 und L_2 analog zu den Definitionen in (2.8) und (2.9). Nach anschließender Modaltransformation, wie in (2.16) bis (2.23) beschrieben, ergeben sich für den α - und β -Stromkreis im Grundsatz dieselben ESB wie in den Abbildungen 2.3a und 2.3b dargestellt, es ändern sich lediglich die Indizes. Die Nullkomponenten ($u_{N0'}$, $u_{N0''}$ und $u_{0'0''}$) sind nur in den γ -ESB enthalten. Daraus ergibt sich das in Abbildung 2.6 aufgezeigte entkoppelte ESB für die Gleichtaktanteile in welchem nun gar kein Stromfluss mehr möglich ist.

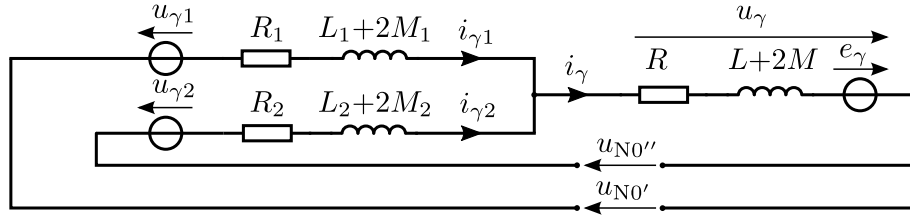
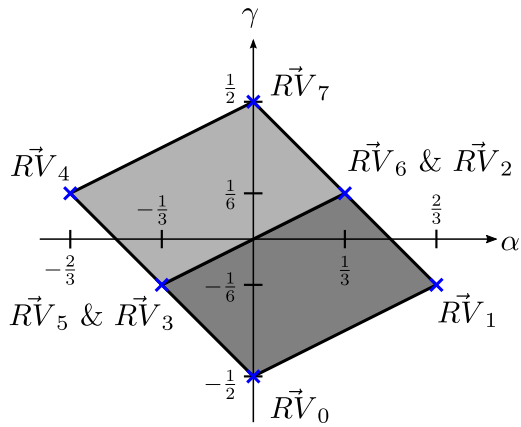


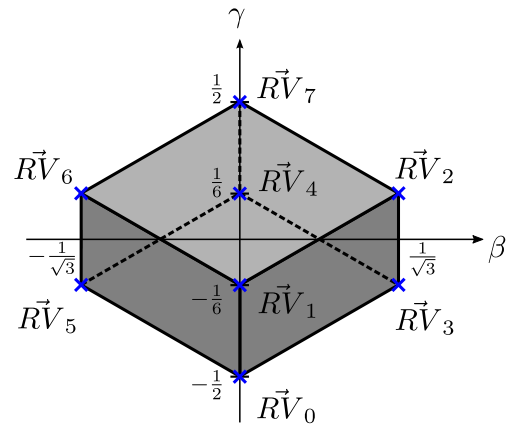
Abbildung 2.6: γ -Ersatzschaltbild des Stromrichters in Hybridstruktur nach der Modaltransformation für den Fall getrennter DC-Kreise

2.3 Geometrische Deutung

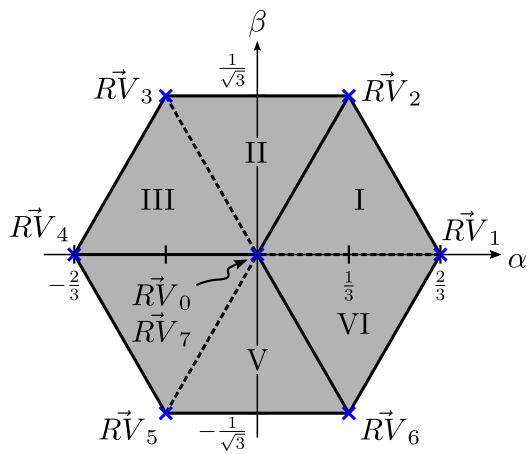
Für die acht Zustände des USR können die transformierten Ausgangsspannungen nach Tabelle 2.1 in ein dreidimensionales kartesisches Koordinatensystem übertragen werden. Die Vektoren, welche jeweils vom Ursprung bis zu den eingezeichneten Spannungspunkten verlaufen, werden als Raumvektoren (RV) bezeichnet und entsprechend den Zuständen indiziert. In Abbildung 2.7 ist das Koordinatensystem in verschiedenen Ansichten dargestellt. Wie bereits erwähnt sind die drei Achsen des Koordinatensystems mit α , β und γ beschriftet. Zusammenformen die äußeren Flächen, welche von den RV aufgespannt werden, einen auf der Spitze stehenden Parallelepiped (Spat), der zugleich die Aussteuergrenze bildet. In der Draufsicht (Abb. 2.7c) entsteht so durch Projektion das bekannte Sechseck in der $\alpha\beta$ -Ebene mit den aktiven RV am Rand und den beiden Nullvektoren in der Mitte. Die Sektoren (bzw. Tetraeder in der dreidimensionalen Abbildung) im Raster von 60° Winkeln werden entsprechend der Darstellung nummeriert. In der Literatur sind die RV meist unter dem Begriff Raumzeiger (RZ) bekannt. Diese Bezeichnung wird für die komplexe Darstellung der α - und β -Komponenten in der $\alpha\beta$ -Ebene verwendet. Deshalb wird in der vorliegenden Arbeit der Begriff Zeiger nur dann benutzt, wenn ausschließlich auf die $\alpha\beta$ -Ebene Bezug genommen wird und die Komponente in γ -Richtung irrelevant ist. Ansonsten ist von Vektoren die Rede. [9, S. 180 ff.]



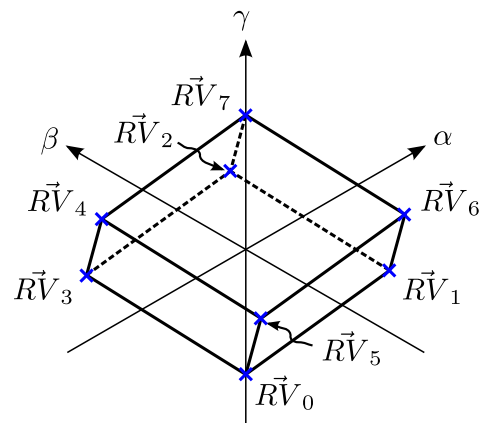
(a) Vorderansicht



(b) Seitenansicht



(c) Draufsicht



(d) isometrische Ansicht

Abbildung 2.7: Dreidimensionale Darstellung der Raumvektoren und den davon aufgespannten Flächen im kartesischen Koordinatensystem; Teilung der Koordinatenachsen normiert auf U_{dc}

Durch die geometrische Abbildung wird die indirekte Verkopplung der drei Spannungsquellen ($u_{\alpha\{1,2\}}$, $u_{\beta\{1,2\}}$ und $u_{\gamma\{1,2\}}$) in den drei getrennten Stromkreisen deutlich. Der Stromrichter kann zunächst nur die diskreten Ausgangsspannungen in Form der RV ausgeben. Damit können auch die AC-seitigen Ausgangsspannungen der Stromrichter im α , β und γ -Stromkreis (s. Abb. 2.4) zunächst nicht beliebig gestellt werden. Erst durch die Kombination und schnelle Abfolge mehrerer RV und Bildung des kurzzeitigen Mittelwerts (Gl. (2.5)) können im Mittel beliebige Spannungsvektoren innerhalb des Parallelepipeds synthetisiert werden. Der Raum

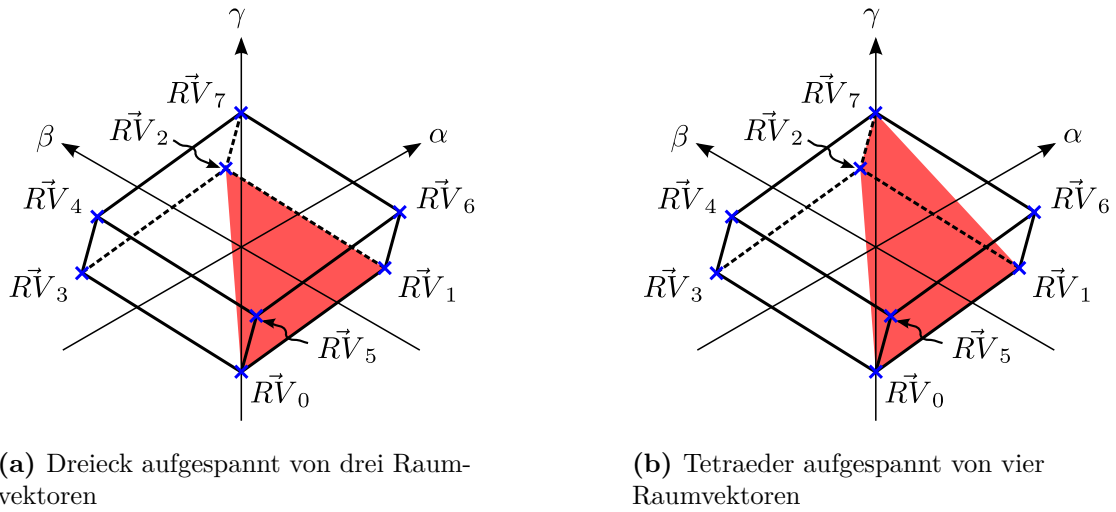


Abbildung 2.8: Aussteuerbereiche bei Nutzung unterschiedlicher Anzahl an Raumvektoren

oder die Fläche der darstellbaren Spannungsvektoren \vec{u}^* ergibt sich aus den RV, die zur Bildung eines Spannungsvektors verwendet werden. Nutzt man z.B. die drei benachbarten Raumvektoren \vec{RV}_0 , \vec{RV}_1 und \vec{RV}_2 so spannen diese eine Fläche auf, die wiederum einen Teil der Außenfläche des Parallelepipeds darstellt (siehe Abb. 2.8a). In der Draufsicht ergibt sich so die Fläche des ersten Sektors. Mit diesen drei RV können demnach beliebige Spannungsvektoren \vec{u}^* gebildet werden, welche auf dieser Fläche enden:

$$\vec{u}^* = \lambda_0 \vec{RV}_0 + \lambda_1 \vec{RV}_1 + \lambda_2 \vec{RV}_2 \quad \text{mit} \quad \lambda_0 + \lambda_1 + \lambda_2 = 1.$$

Damit sind in der $\alpha\beta$ -Ebene alle Spannungsvektoren \vec{u}^* innerhalb des ersten Sektors möglich. Jedoch besteht bezüglich der γ -Achse kein Freiheitsgrad mehr, sodass sich der Wert für $u_{\gamma\{1,2\}}$ in Abhängigkeit von $u_{\alpha\{1,2\}}$ und $u_{\beta\{1,2\}}$ ergibt. Wird der zweite Nullspannungsvektor (\vec{RV}_7)

für die Bildung des gewünschten Spannungsvektors \vec{u}^* mit dazugenommen, so spannen die vier Raumvektoren ein unsymmetrisches Tetraeder auf (siehe Abb. 2.8b). Damit ist es nun auch möglich, die Spannung $\vec{u}_{\gamma\{1,2\}}$ innerhalb der Aussteuergrenzen frei zu wählen. Es können somit auch Spannungsvektoren \vec{u}^* gebildet werden, die innerhalb des Tetraeders enden:

$$\vec{u}^* = \lambda_0 R\vec{V}_0 + \lambda_1 R\vec{V}_1 + \lambda_2 R\vec{V}_2 + \lambda_7 R\vec{V}_7 \quad \text{mit} \quad \lambda_0 + \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_7 = 1.$$

Der Modulationsgrad (m_a) drückt das Verhältnis vom Betrag des Nutzsignal-Spannungszeigers in der $\alpha\beta$ -Ebene zu der halben Zwischenkreisspannung aus:

$$m_a = \frac{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}}{U_{dc}/2} \quad (2.26)$$

Gleichbedeutend zum Modulationsgrad wird in dieser Arbeit auch der Begriff Aussteuergrad verwendet, der im Gegensatz zu m_a lediglich anders normiert ist.

Wie es in Abbildung 2.9 gezeigt ist, lassen sich innerhalb des Sechsecks, welches von den aktiven RZ aufgespannt wird, einige, für den weiteren Verlauf der Arbeit wichtige Modulationsgrade konstruieren. Für sinusförmige Nutzsignale stellt der Inkreis des äußeren Sechsecks

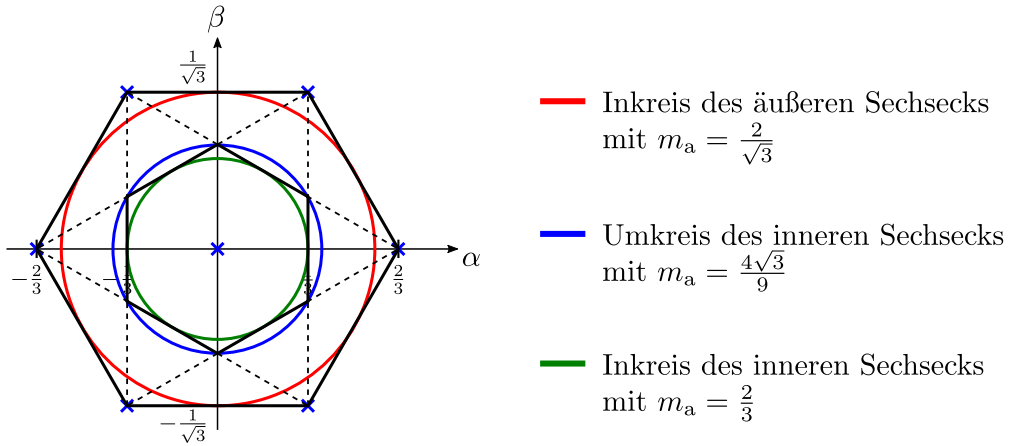


Abbildung 2.9: relevante Modulationsgrade innerhalb des Aussteuerbereiches

die maximale Auslenkung dar. Werden jeweils die geraden und ungeraden, aktiven RZ miteinander verbunden, so entstehen zwei Dreiecke deren Schnittpunkte wiederum ein Sechseck bilden. Zu diesem inneren Sechseck kann ein In- und Umkreis konstruiert werden, deren zugehörige Modulationsgrade für die folgenden Kapitel von Bedeutung sind.

3 Stand der Technik

Das folgende Kapitel fasst den derzeitigen Kenntnisstand zur Reduzierung von Oberschwingungen zusammen.

3.1 Steuerverfahren für dreiphasige Stromrichter mit Spannungszwischenkreis

Die zur Erzeugung der Schaltsignale eingesetzten Steuerverfahren haben einen wesentlichen Einfluss auf die Entstehung von Oberschwingungen. Die derzeit am häufigsten eingesetzten Verfahren lassen sich grundsätzlich in zwei Kategorien einteilen (siehe Abb. 3.1), die in den folgenden beiden Abschnitten separat behandelt werden. Die Eigenschaften der hier vorgestellten Steuerverfahren sind aus einer Vielzahl von Publikationen bekannt, daher stützt sich die nun folgende Bestandsaufnahme auf die Werke [9, 22, 26, 29].

3.1.1 Spannungssteuerung mittels PWM

Die Verfahren zur Spannungssteuerung bilden an sich zunächst keinen geschlossenen Regelkreis, sondern dienen unter Zuhilfenahme eines Modulators, lediglich der Erzeugung eines vorgegebenen mittleren Spannungswertes am Ausgang des USR. Soll ein Strom geregelt werden, so ist die Rückführung der gemessenen Größen und eine entsprechende Regelung nötig, die wiederum die Sollwertsignale für den Modulator liefert. Das gebräuchlichste Modulationsverfahren stellt die Pulsweitenmodulation (PWM) dar, bei der die Pulsbreite verändert wird, die Schaltfrequenz jedoch festgelegt ist. Weiterhin kann bei der PWM die Position und Reihenfolge der Schaltpulse als Freiheitsgrad genutzt werden, um das Spektrum der Ausgangsspannung zu beeinflussen. Die Sequenz der Schaltpulse kann für genau definierte Anwendungsfälle im Voraus berechnet werden und z.B. in einer Tabelle hinterlegt werden. Dieses Vorgehen wird als Off-Line-Modulation bezeichnet. Zur Berechnung der Schaltsequenzen können unterschiedliche Optimierungskriterien herangezogen werden, wie z.B. Eliminierung

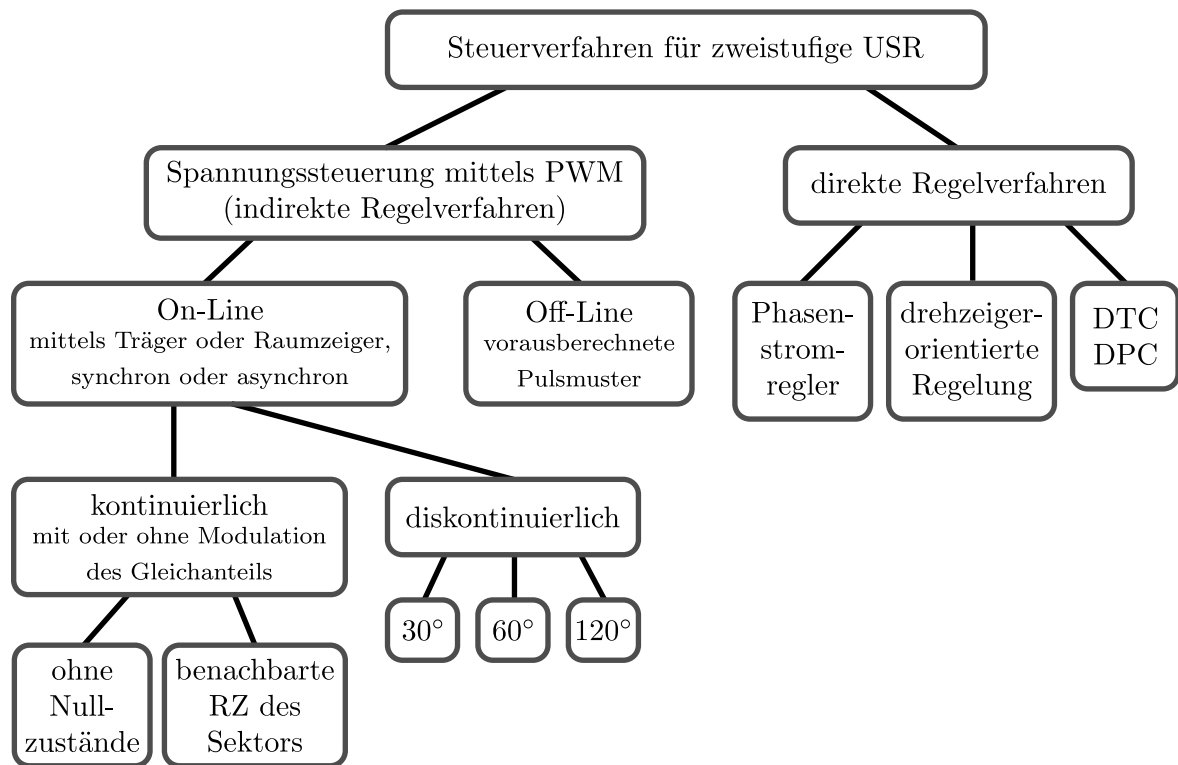


Abbildung 3.1: Einteilung der bedeutendsten Steuerverfahren für dreiphasige Stromrichter mit Spannungszwischenkreis

bestimmter Harmonischer oder Minimierung des Verzerrungsanteils. Da sich bei diesem Verfahren Schwierigkeiten mit der Dynamik ergeben können [26, S. 93 f.], wird es meist nur für sehr kleine Schaltfrequenzen eingesetzt und soll deshalb hier nicht weiter behandelt werden.

Bei der On-Line-Modulation werden die Schaltsignale in Echtzeit erzeugt, entweder durch eine analoge Schaltung oder digital mit Hilfe eines Algorithmus. In Zeiten leistungsfähiger Mikrocontroller und programmierbarer Logik finden analoge Modulatoren für USR kaum noch Beachtung. Die Schaltzeitpunkte für jede einzelne Halbbrücke werden bei den trägerbasierten Verfahren aus den Schnittpunkten des Sollwertsignals mit einem Trägersignal bestimmt. Dabei gibt die Frequenz des Trägersignals f_T die Anzahl Schaltzyklen der Leistungstransistoren pro Zeiteinheit vor. Wird f_T durch die Grundfrequenz des Sollwertsignals f_1 geteilt, so er-

hält man die Schaltzahl q , welche die Anzahl der Schaltzyklen pro Grundswingungsperiode repräsentiert:

$$q = \frac{f_T}{f_1} \quad (3.1)$$

Wenn die Phasenlage von Träger- zu Sollwertsignal konstant gehalten und folglich eine Trägerfrequenz als ganzzahliges Vielfaches der Frequenz des Sollwertsignals gewählt wird, so handelt es sich um eine synchrone Modulation. Wird andererseits mit einer festen Trägerfrequenz gearbeitet, so dass sich die Schaltzahl und Phasenlage frei einstellen, liegt eine asynchrone Modulation vor.

Bei der digitalen Umsetzung des Modulators muss das Sollwertsignal diskretisiert und dazu regelmäßig abgetastet werden. Man spricht deshalb auch von regular sampling. Die Abtastung geschieht entweder symmetrisch, nur einmal in der Mitte jeder Trägerperiode, oder asymmetrisch, in der Mitte jeder Trägerhalbperiode. Die asymmetrische regelmäßige Abtastung weist somit eine doppelt so hohe Abtastfrequenz im Vergleich zur Trägerfrequenz auf ($f_A = 2f_T$), weshalb das Sollwertsignal so besser nachgebildet werden kann. Analoge Modulatoren erzeugen die Schaltpulse durch die Schnittpunkte von kontinuierlichen Referenz- und Trägersignalen, dies wird als natural sampling bezeichnet.

Grundsätzlich können mit träger- und raumzeigerbasierten Methoden dieselben Ergebnisse erzielt werden. Durch die Wahl des Trägersignals (Dreieck oder Sägezahn) kann die Pulssequenz und mittels Manipulation des Sollwertsignals (z.B. Injektion einer dritten Harmonischen) kann die Position der Schaltpulse innerhalb einer Schaltperiode beeinflusst werden. Die kontinuierliche Raumzeigermodulation (RZM) schaltet pro Trägerperiode die jeweils benachbarten RZ eines Sektors einmal mit und gegen den Uhrzeigersinn. So entsteht ein mittensymmetrisches Pulsmuster für die drei Phasen, was in Abbildung 3.2 beispielhaft für Sektor I dargestellt ist. Die Aufteilung der Einschalt Dauern der Nullvektoren t_0 und t_7 ist insofern frei wählbar, als die Zeiten der aktiven RV t_1 und t_2 durch die Lage des Spannungsvektors \vec{u}^* festgelegt sind und die Trägerperiode T_T vorgegeben ist:

$$t_0 + t_7 = T_T - t_1 - t_2 \quad (3.2)$$

Dieser Freiheitsgrad kann dazu genutzt werden, um die Gleichtaktspannung u_γ zu modulieren. Wenn jedoch $t_0 = t_7$ gewählt wird, ergibt sich \bar{u}_γ aus der Lage von \vec{u}^* in der $\alpha\beta$ -Ebene (s. Abschn. 2.3). Allerdings führt die gleichmäßige Aufteilung der Nullvektoren zu einer Sym-

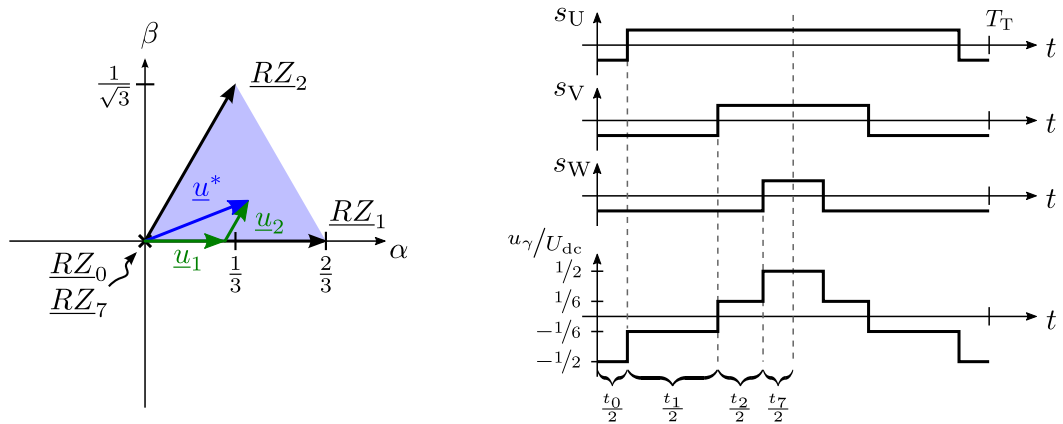


Abbildung 3.2: Synthese eines Spannungszeigers mit Hilfe der vier benachbarten Raumzeiger, es entsteht ein zur Mitte der Schaltperiode hin symmetrisches Pulsmuster für die drei Brücken-zweige

metrierung der aktiven Schaltpulse innerhalb der halben Trägerperiode, was sich wiederum positiv auf den Oberschwingungsgehalt auswirkt.

Die Schaltzeitpunkte sind durch den Modulationsgrad, die Grund- und Trägerfrequenz und die Konfiguration des Modulationsverfahrens mit den aufgeführten Möglichkeiten festgelegt. Wegen der Periodizität lässt sich das Spektrum der Ausgangsspannung exakt durch eine Fourierreihe bestimmen, die in [22] für die unterschiedlichen Verfahren ausführlich hergeleitet sind. Es entstehen Harmonische mit den Frequenzen f_h im Basisband und in den Frequenzbändern um Vielfache der Trägerfrequenz:

$$f_h = \begin{cases} n f_1, & n = 3, 6, 9, \dots & \text{(Basisband)} \\ j f_T \pm n f_1, & j \geq 1, n = 3, 6, 9, \dots & \text{(Trägerbänder)} \end{cases} \quad (3.3)$$

Die Gleichtaktkomponenten der Harmonischen löschen sich in den verketteten Spannungen bei dreiphasigen Anwendungen ohne angeschlossenen Sternpunkt der Last aus. Das Ziel ist es, die Harmonischen möglichst in die Seitenbänder um die Vielfachen der Trägerfrequenz zu verlagern, weil diese durch die Tiefpasswirkung der Last stärker bedämpft werden. Das wird am besten mit der Aufteilung der Nullvektoren $t_0 = t_7$ bei asymmetrischer Abtastung erreicht.

Um die mittlere Schaltfrequenz der Leistungstransistoren und somit auch die Schaltverluste zu reduzieren, kann die Schaltsequenz verkürzt werden, indem nur ein Nullvektor pro Schaltperiode benutzt wird. Dadurch wird jeweils eine Phase des Stromrichters für Sektoren

von 30° , 60° oder 120° nicht geschaltet. Deshalb werden solche Varianten als diskontinuierliche Modulations- oder auch Flat-Top-Verfahren bezeichnet. Die Schaltfrequenz fällt hier geringer aus als die Trägerfrequenz, sie stimmen nicht überein. Das führt einerseits dazu, dass gerade bei kleinen Modulationsgraden die Qualität der Ausgangsspannung deutlich schlechter wird. Andererseits kann die Trägerfrequenz um etwa 1,5 erhöht werden, um letzten Endes dieselbe mittlere Schaltfrequenz wie bei der kontinuierlichen Modulation zu erreichen. Die Erhöhung der Trägerfrequenz führt zu einer nominal besseren Spannungsqualität, was jedoch sehr stark vom Modulationsgrad abhängt. Die Gleichtaktspannung kann wegen des fehlenden zweiten Nullvektors nicht gesteuert werden, sie ergibt sich je nach Aussteuergrad und Winkel des Spannungsvektors \vec{u}^* (siehe Abschn. 2.3).

Es sollen noch zwei Modulationsverfahren erläutert werden, die der Reduzierung von Oberschwingungen zwar eher entgegenwirken, für den Verlauf der Arbeit jedoch von Bedeutung sind. Für die Synthese des Spannungsvektors \vec{u}^* müssen nicht ausschließlich die benachbarten RV benutzt werden. So kann der Nullzustand auch durch zwei gegenüberliegende aktive RV erzeugt werden, wenn deren Einschalt Dauern gleich sind (s. Abb. 3.3 \vec{RV}_3 und \vec{RV}_6). Auch damit lässt sich ein mittensymmetrisches Pulsmuster erzeugen, wobei jedes Phasen-

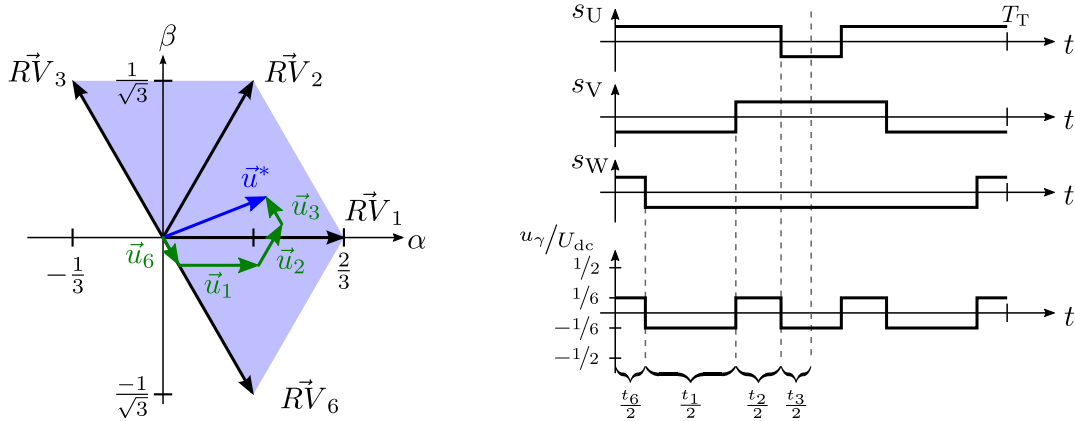


Abbildung 3.3: Synthese eines Spannungszeigers mit vier aktiven Raumvektoren (AZSPWM), auch hier entsteht ein zur Mitte der Schaltperiode hin symmetrisches Pulsmuster für die drei Brückenarme, der Gleichtaktanteil variiert nur noch zwischen $\pm \frac{1}{6} U_{dc}$

glied nur einen Schaltzyklus pro Schaltperiode ausführt. Lediglich bei einem Sektorwechsel ist für eine Halbbrücke eine weitere Schalthandlung nötig. Diese Art der Modulation wird unter dem Begriff Active Zero State PWM (AZSPWM) zusammengefasst und wurde erstmals in [38] veröffentlicht. Die Motivation für dieses Modulationsverfahren war die Reduzierung

der maximalen Auslenkung des Gleichtaktanteils auf $1/3$ des Wertes bei der RZM. Durch die fehlenden Nullvektoren beträgt diese nur noch $u_{\gamma,\max} = \frac{1}{6}U_{dc}$ bzw. $u_{\gamma,\min} = -\frac{1}{6}U_{dc}$. Bei höheren Aussteuergraden ($m_a \geq \frac{2}{3}$) ist es auch möglich, nur die drei benachbarten aktiven Spannungsvektoren zur Modulation zu verwenden. Diese Verfahren werden als Near State PWM (NSPWM) bezeichnet [52].

Um das Pulsieren der Gleichtaktspannung weiter zu minimieren, können auch nur die drei aktiven RV mit demselben u_γ -Potenzial für die Modulation genutzt werden (siehe Abb. 3.4). Dieses Verfahren ist als Reduced Common Mode Voltage PWM (RCMV-PWM) aus [11] bekannt. Damit kann der Gleichtaktanteil mindestens während eines 60° Segmentes konstant gehalten werden. Allerdings reduziert sich der lineare Aussteuerbereich von $m_a = 2/\sqrt{3}$ auf $m_a \leq \frac{4\sqrt{3}}{9} = 0,770$ und bei jedem Raumvektorwechsel müssen statt einer zwei Halbbrücken eine Schalthandlung vollziehen (s. Abb. 3.4). Durch das Auslassen der Nullvektoren bei den

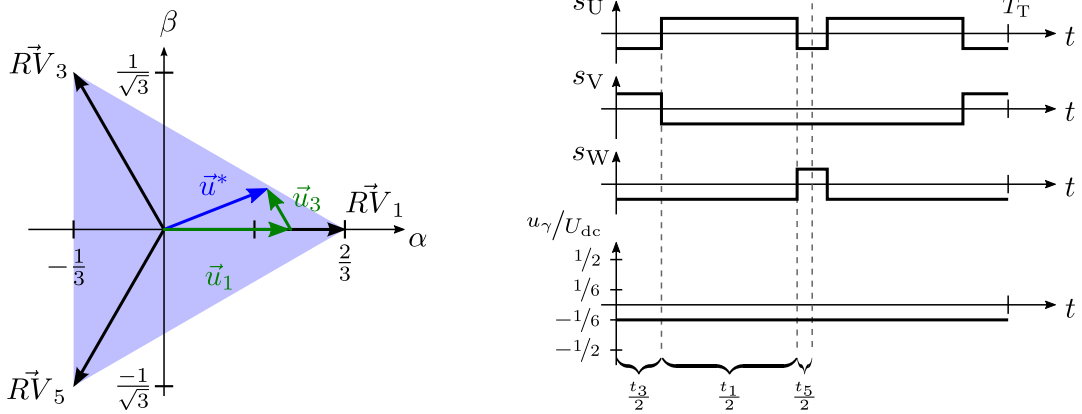


Abbildung 3.4: Synthese eines Spannungsvektors mit nur drei aktiven Raumvektoren (RCMV-PWM), die Gleichtaktspannung kann mindestens über einen Bereich von 60° konstant gehalten werden

drei letztgenannten Verfahren (AZSPWM, NSPWM, RCMV-PWM) entsteht im Nutzsignal ein deutlich höherer Verzerrungsanteil im Vergleich zur herkömmlichen RZM. [53] liefert eine Gegenüberstellung und Bewertung der genannten Modulationsverfahren.

3.1.2 Direkte Stromregelverfahren

Die direkten Stromregelverfahren zeichnen sich dadurch aus, dass die Schalthandlungen direkt aus einer Regelabweichung abgeleitet werden. Sie bilden im Gegensatz zu den PWM-Verfahren einen geschlossenen Regelkreis, der jedoch nichtlinear ist, da die nächste Schalthandlung aus-

gelöst wird wenn der Verzerrungsanteil ein Toleranzband, eine Toleranzfläche o.ä. überschreitet. Allerdings erreichen diese Verfahren dadurch eine sehr hohe Dynamik, die theoretisch nur durch die maximal stellbare Spannung über der Lastinduktivität beschränkt wird.

Im Fall der Phasenstromregler wird für jede Phase ein separater Hysterese-Komparator eingesetzt, um die Schaltfunktion für die entsprechende Halbbrücke zu bestimmen. Dabei wird die Verkopplung der drei Phasen nicht berücksichtigt, was dazu führt, dass der Phasenstrom nicht in allen Betriebspunkten im Toleranzband gehalten werden kann und bei kleinen Aussteuergraden sehr hohe Schaltfrequenzen auftreten können.

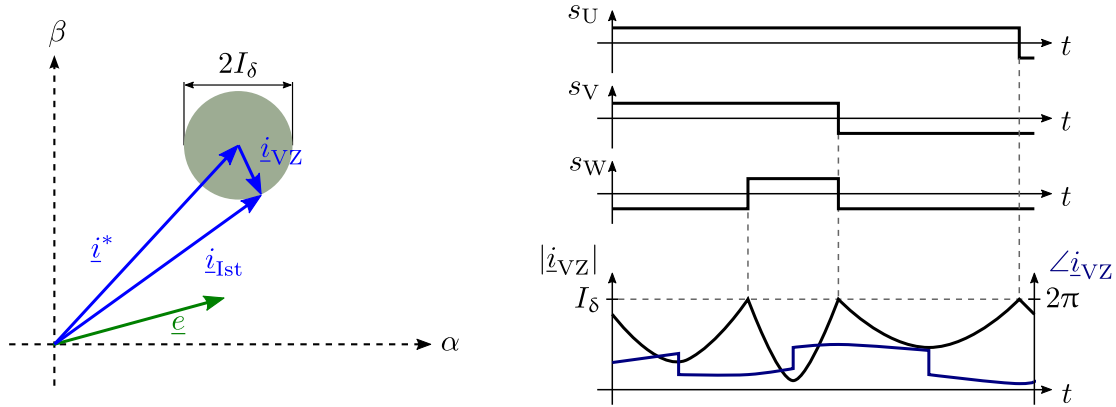


Abbildung 3.5: Stromzeiger eines direkten Stromregelverfahrens mit runder Toleranzfläche, Beispiel einer Schaltfolge, die Schalthandlungen werden durch die Länge von \underline{i}_{VZ} ausgelöst, der zu schaltende RZ wird durch den Winkel von \underline{i}_{VZ} bestimmt.

Die drehzeigerorientierten Stromregelverfahren benutzen wie die RZM eine zweidimensionale Repräsentation in der $\alpha\beta$ -Ebene (s. Abb. 3.5). Überschreitet der Zeiger des Verzerrungsstromes \underline{i}_{VZ} eine definierte Fläche (z.B. Rechteck, Kreis), so wird derjenige Raumzeiger geschaltet, der den Zeiger des Strom-Istwertes \underline{i}_{Ist} zurück in die Toleranzfläche zieht. Dieses Prinzip kann auch auf den dreidimensionalen $\alpha\beta\gamma$ -Raum erweitert werden, indem statt einer Toleranzfläche ein Körper (z.B. Zylinder, Kugel) definiert wird. Die Auswahl des zu schaltenden Raumzeigers kann beliebig komplex gestaltet werden. Ausreichend sind bereits jeweils ein mehrstufiger Komparator für die α - und β -Anteile von \underline{i}_{VZ} , über die aus einer Schalttabelle der nächste RZ ermittelt wird. Die mehrstufigen Komparatoren sind notwendig um die ungefähre Lage des Gegenspannungszeigers \underline{e} ermitteln zu können. Wenn dieser jedoch hinreichend genau bekannt ist, kann diese Information genutzt werden um denjenigen RZ auszuwählen,

der den Zeiger des Strom-Istwertes \underline{i}_{Ist} möglichst lange innerhalb der Toleranzfläche führt. Diese Art der Stromregelung wird als prädiktive Regelung bezeichnet.

Allen direkten Regelverfahren ist gemein, dass die Schaltfrequenz und somit auch das Spektrum der Ausgangsspannung nicht wie bei der PWM analytisch berechnet werden kann. Die Wahl des Toleranzbandes bzw. der Toleranzfläche, die Last (Induktivität und Gegenspannung) und der Arbeitspunkt sind die Haupteinflussfaktoren für die resultierende Schaltfrequenz. Letztendlich ergibt sich ein Frequenzspektrum, welches keine charakteristischen, schmalbandigen Stellen aufweist sondern in dem die Verzerrungsanteile breitbandig verteilt sind. Um das Spektrum dennoch gezielt zu beeinflussen, können die Toleranzgrenzen während des Betriebs angepasst werden, um eine annähernd konstante Schaltfrequenz zu erzielen [10]. Auch das Aufmodulieren von unterschiedlichen Signalen auf die Hysteresegrenzen kann dazu genutzt werden, um ein ähnliches Spektrum wie bei der PWM zu erzeugen [37].

3.2 Filter

Zur Minimierung der Oberschwingungsströme können dem USR Filter nachgeschaltet werden, die in passive und aktive unterteilt werden können. Einen groben Überblick liefern [5, 28].

3.2.1 Passive Filter

Die Induktivität der Last bildet in den meisten Anwendungen bereits einen Tiefpassfilter erster Ordnung. Dennoch werden passive Filter meist zusätzlich als Ausgangsdrossel, LC- oder LCL-Tiefpass zwischen Stromrichterausgang und Last geschaltet, um die Oberschwingungsströme weiter zu dämpfen. Um alleine mit Drosseln eine ausreichend hohe Dämpfung zu erzielen, sind unter Umständen hohe Induktivitätswerte notwendig. Damit einhergehend nehmen meist die Verluste zu. Denn die Induktivität kann im Wesentlichen nur durch die Parameter des Kernmaterials, deren Geometrie oder die Anzahl der Windungen beeinflusst werden. Bis auf das Kernmaterial selbst führen die beiden übrigen Maßnahmen zu einer Erhöhung des ohmschen Widerstandes. Durch eine zusätzliche Kapazität kommt das LC-Filter mit einer kleineren Drossel bei gleicher Filterwirkung aus. Allerdings kann die Kapazität nicht beliebig zu Gunsten einer geringeren Induktivität vergrößert werden, da sonst zu hohe kapazitive Ströme bei der Grundfrequenz auftreten. Meist muss ohnehin ein zusätzlicher Widerstand in Reihe mit den Kondensatoren eingefügt werden, um die Resonanzstelle zu dämpfen. Das LCL-Filter bietet eine bessere Entkopplung des Filters von der Lastimpedanz, wodurch deren

Einfluss auf die Filtereigenschaften sinkt. Statt oder zusätzlich zur Kapazität können auch sogenannte Saugkreise in unterschiedlicher Konfiguration (z.B. RLC-Reihenresonanzkreis) zur Dämpfung bestimmter Harmonischer eingefügt werden. Diese schmalbandigen Bandsperren können je nach Toleranz der Bauelemente, Alterungseffekte und Temperatureinflüsse mehr oder weniger genau auf die gewünschten Frequenzen angepasst werden.[3, 13]

In der Regel wird das Filter so ausgelegt, dass etwaige Resonanzstellen zwischen der Grundfrequenz und den gewichtigen Seitenbändern der Schaltfrequenz liegen um einen Einfluss auf die Stabilität der Stromregelung möglichst minimal zu halten [32]. Je höher der Filtergrad wird, desto schwieriger gelingt die Abstimmung von Stromrichter und Filter auf die Last. Im allgemeinen stellen die Resonanzstellen und die aufwändige Anpassung eine Schwäche der passiven Filter dar.

3.2.2 Aktive Filter und Hybridfilter

Als Aktives Filter (AF) bezeichnet man leistungselektronische Schaltungen, deren Zweck die Kompensation von Oberschwingungen oder Blindleistung, meist verursacht durch nichtlineare Lasten, ist. Hybridfilter oder hybride aktive Filter sind eine Kombination aus passivem und aktivem Filter mit dem Ziel, die Vorteile beider so zu nutzen, dass der Leistungsteil und die passiven Filterelemente kleiner dimensioniert werden können, um letztendlich dieselbe Filterwirkung wie bei passiven Komponenten zu erzielen. Die Vielfalt der Filtertypen ist sehr groß und wird in [20, 48] nach

- Art des verwendeten Stromrichters (Strom- oder Spannungszwischenkreis)
- Topologie (Reihen-, Parallelschaltung oder Kombination aus beiden)
- Anzahl der Phasen (ein-, drei- oder vierphasig)
- Zielfunktion (Ausgleich der Blindleistung, Harmonischen oder Unsymmetrien)
- Erzeugung der Sollsignale, Art der Regelung und Bestimmung der Schaltpulse

unterschieden. Als Leistungsteil werden meist Stromrichter mit Spannungszwischenkreis verwendet, da diese eine hohe Effizienz, hohe Dynamik und die Möglichkeit zur Erzeugung mehrerer Spannungsniveaus (Multilevel) bieten. Bei der Reihenschaltung (vgl. Abb. 3.6a) wird der Stromrichter mit Hilfe eines Transformators in den Pfad zwischen Quelle und Last geschaltet, um eine Spannung u_{AF} erzeugen zu können, die den Spannungsoberschwingungen

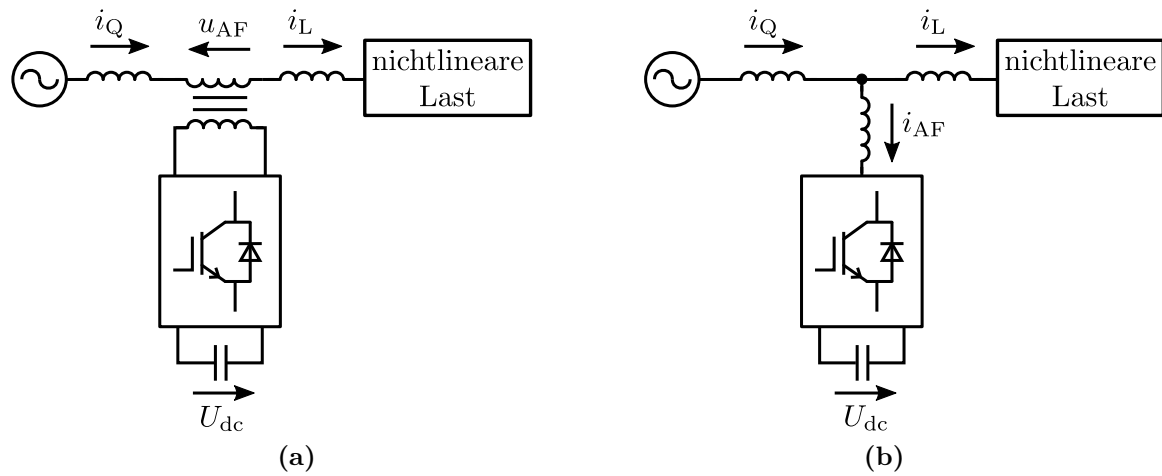


Abbildung 3.6: Grundsaltungen Aktiver Filter: (a) Reihenschaltung und (b) Parallelschaltung

der Last entgegenwirkt. Bei der Parallelschaltung (vgl. Abb. 3.6b) wird stattdessen ein Strom i_{AF} durch das Filter eingeprägt, der die entgegengesetzte Phase des Oberschwingungsstroms besitzt und diesen somit im Strom aus der Quelle i_Q eliminiert. Mit einer Kombination aus Reihen- und Parallelschaltung können Spannungs- und Stromoverschwingungen kompensiert werden. Dieses System bezeichnet man als unified power quality conditioner (UPQC). Wesentliche Unterscheidungsmerkmale von AF sind neben dem Hardwareaufbau die Regelung und Erzeugung der Schaltpulse mit allem, was dazu nötig ist. Zum einen können die Sollsignale im Frequenzbereich mittels schneller Fourier-Transformation (fast Fourier transform, FFT) und anschließender inverser FFT aus den gemessenen Größen gewonnen werden. Im Zeitbereich kann mit Phasenregelschleifen (phase-locked loop, PLL), Notch Filtern, Gleichgrößen in dq -Darstellung, der pq -Theorie usw. gearbeitet werden [4, 6]. Die Regelung erfolgt mit PI-Reglern, frequenzselektiven Reglern, über Fuzzy-Regler bis hin zu Zustandsreglern. Zur Ansteuerung des Stromrichters können direkte Stromregelverfahren, PWM-Verfahren o.ä. zum Einsatz kommen.

Bei all den Variationsmöglichkeiten besitzen aktive Filter meist keine separate Gleichspannungsversorgung. In der Regel wird dazu ein entsprechend großer Zwischenkreiskondensator verwendet, der durch eine überlagerte Spannungsregelung aus den aufgenommenen Oberschwingungsströmen geladen wird. Trotzdem wurden auch Konfigurationen untersucht, in

denen die Gleichspannungsseiten von Last und Filter miteinander gekoppelt sind, wie z.B. in [40, 42].

3.3 Erhöhung der Auflösung des Stromrichters

Die bisher beschriebenen Methoden zur Reduzierung der Oberschwingungen betrafen nicht die leistungselektronischen Komponenten des Stromrichters selbst. Dabei hat die Auflösung des Stromrichters einen bedeutenden Einfluss auf die Oberschwingungen. Ähnlich wie bei einem Digital-Analog-Wandler kann der Spannungsverlauf einerseits durch die Erhöhung der Abtastrate und andererseits durch eine größere Anzahl diskreter Spannungsstufen genauer nachgebildet werden.

3.3.1 Erhöhung der Schaltfrequenz

Eine Verkürzung der Periodendauer des Trägersignals (T_T) hat keinerlei Einfluss auf die Koeffizienten der Fouriertransformation und somit auf Amplituden der entstehenden Oberschwingungen. Letztendlich wird damit nur eine Verschiebung der Träger- und deren Seitenbänder in höherfrequente Bereiche erzielt. Unter der Annahme einer Last mit Tiefpass-Charakteristik werden die Oberschwingungen entsprechend stärker bedämpft.

Allerdings erfordert die Erhöhung der Schaltzahl auch eine Zunahme der Schaltgeschwindigkeit der Leistungstransistoren, damit der Wirkungsgrad des Stromrichters nicht sinkt. Durch den Einsatz von Halbleiter mit großer Bandlücke (wide-bandgap, WBG)-Leistungshalbleitern kann dieser Forderung durchaus Rechnung getragen werden, weil damit schnell schaltende MOSFET Strukturen bei gleichzeitig hohen Sperrspannungen realisiert werden können. Bei der Betrachtung der höherfrequenten Oberschwingungsanteile spielen die Anstiegs- und Abfallzeiten du/dt bzw. di/dt eine wichtige Rolle. Es genügt daher nicht, diese in den Fouriertransformationen nicht zu berücksichtigen, wo meist von idealen Rechtecksignalen ausgegangen wird. Deshalb soll an dieser Stelle das Trägersignal durch eine Trapezschwingung abgebildet werden, deren Fourier-Reihe durch

$$x(t) = \frac{A}{a} \cdot \frac{4}{\pi} \left(\frac{\sin(a)}{1^2} \sin(\omega t) + \frac{\sin(3a)}{3^2} \sin(3\omega t) + \frac{\sin(5a)}{5^2} \sin(5\omega t) + \dots \right) \quad (3.4)$$

mit $a = \pi \cdot \tau/T$ gegeben ist, wobei τ gleicher Anstiegs- und Abfallzeit entspricht. Dieses Vorgehen ist aus der EMV-Analyse bekannt [39]. In Abbildung 3.7 sind die Frequenzspektren

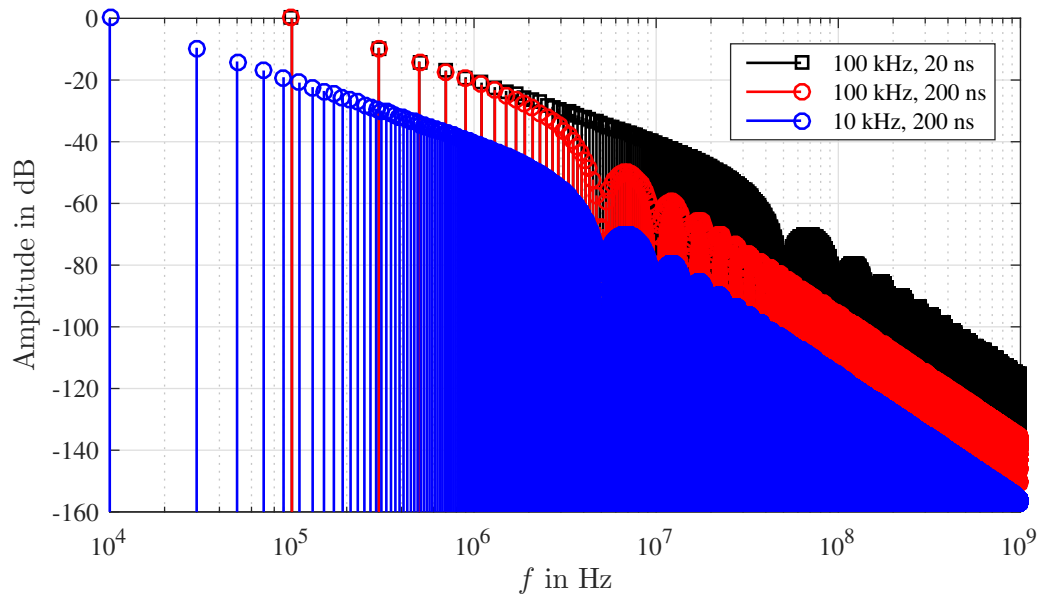


Abbildung 3.7: berechnete Frequenzspektren von Trapezschnwingungen mit unterschiedlicher Grundfrequenz und unterschiedlichen Anstiegs- und Abfallzeiten

von drei Trapezschnwingungen dargestellt. Zunächst wurde die Trägerfrequenz von 10 kHz auf 100 kHz erhöht, was bis auf die Position der Minima einer Verschiebung des Spektrums entspricht. Anschließend wurde noch die Schaltgeschwindigkeit um den Faktor 10 erhöht um die Summe der Schaltverluste an die Ausgangssituation anzupassen. Hier wird deutlich, dass bis etwa 1 MHz kein Unterschied zwischen beiden Schaltgeschwindigkeiten besteht, aber bei annähernd 12 MHz die Störspannung um ca. 38 dB zunimmt. Das muss durch zusätzliche EMV-Filter kompensiert werden, um entsprechende Normen einzuhalten [19]. Weiterhin erfordert der Anstieg der hochfrequenten Signalkomponenten eine intensive Berücksichtigung von parasitären Kapazitäten und Induktivitäten im Entwicklungsprozess des gesamten Stromrichters und seiner Filter [33].

3.3.2 Erhöhung der diskreten Ausgangsspannungsniveaus

Die Anzahl der zur Verfügung stehenden Quantisierungsstufen, mit denen ein kontinuierlicher Spannungsverlauf nachgebildet werden soll, bestimmt den resultierend Spektralverlauf und damit auch die Qualität der Ausgangsspannung maßgeblich [22, S. 72]. Prinzipiell kann durch eine Reihen- und Parallelschaltung leistungselektronischer Schalter die Zahl der diskreten

Spannungsstufen eines Stromrichters bzw. des Gesamtsystems gesteigert werden. Stellvertretend dafür werden im folgenden die beiden bedeutendsten Vertreter genauer betrachtet.

Multilevel-Stromrichter

Unter diesem Begriff werden Stromrichter zusammengefasst die mehr als zwei Spannungsniveaus ($\pm U_{dc}/2$) an jedem Phasenabgriff einstellen können. Dazu werden in jedem Brückenzweig mehrere Schaltelemente in Reihe geschaltet und der Zwischenkreis entsprechend der Spannungsstufen aufgeteilt. Dadurch muss jeder Leistungstransistor nur einen Bruchteil der anliegenden Gleichspannung sperren. Tatsächlich stehen für die praktische Umsetzung jedoch eine ganze Reihe unterschiedlicher Topologien zur Verfügung [22, 30, 35, 44, 54].

In der $\alpha\beta$ -Ebene wird das Sechseck, welches den maximalen Aussteuerbereich des Stromrichters darstellt, durch die zusätzlichen Spannungszustände feiner vermascht. Eine symmetrische Aufteilung der einzelnen Spannungsniveaus führt dabei wiederum zu einem gleichmäßigen Muster. Beispielhaft ist es für einen dreistufigen Stromrichter in Abbildung 3.8 dargestellt. Gegenüber dem klassischen Zwei-Level System mit sechs aktiven RZ besitzt es auf den Au-

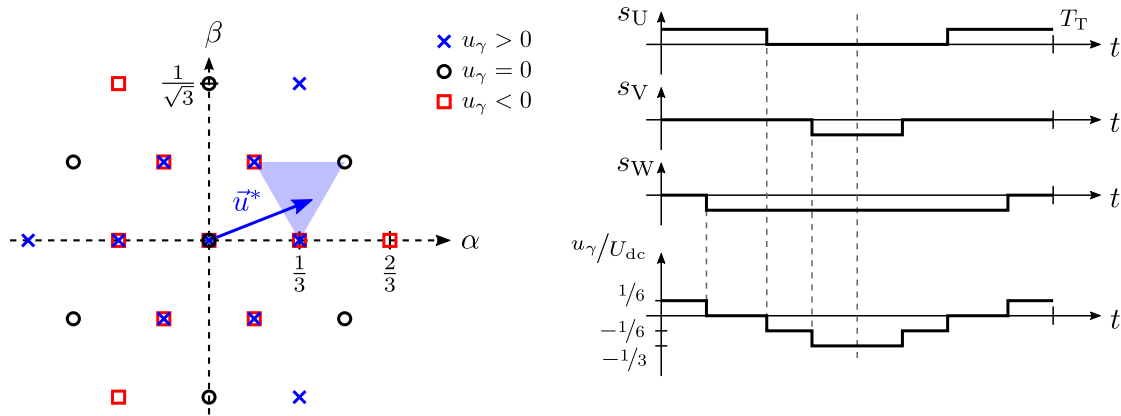


Abbildung 3.8: Raumzeigerdiagramm und beispielhafte Schaltsequenz für einen dreistufigen Stromrichter mit den Ausgangsspannungen $+U_{dc}/2$; 0 ; $-U_{dc}/2$

ßenkanten sechs zusätzliche, um 30° verschobene RZ und im Inneren des Sechseckes sechs weitere RZ mit halber Amplitude. Die inneren aktiven Spannungszeiger treten in der $\alpha\beta$ -Ebene doppelt, der Nullzeiger sogar dreifach auf. Im $\alpha\beta\gamma$ -Raum liegen alle Raumvektoren, bis auf einen Nullvektor ($s_U = 0$; $s_V = 0$; $s_W = 0$), auf den Außenflächen bzw. Kanten und Ecken des Parallelepipeds (vgl. Abschn. 2.3) fest. Somit löst sich die scheinbare Mehrdeu-

tigkeit der im Inneren liegenden RZ in eine für jeden RV eindeutig definierte Position im dreidimensionalen Raum auf. Durch eine asymmetrische Aufteilung der Zwischenkreisspannungen kann die Verteilung der zusätzlich zum zweistufigen Stromrichter hinzugekommenen RV im $\alpha\beta\gamma$ -Aussteuerbereich beeinflusst werden.

Die Steuerverfahren aus Abschnitt 3.1 können auf mehrstufige Stromrichter adaptiert werden. In Abbildung 3.8 ist beispielhaft die Synthese des Sollspannungsvektors \vec{u}^* mit Hilfe der vier benachbarten RV vorgestellt, die den Raum um \vec{u}^* aufspannen. Die Spannungssprünge und somit auch die Spannungsteilheit werden kleiner, was auch für die Gleichtaktspannung u_γ gilt (vgl. Abb. 3.2). Daraus resultiert ein Frequenzspektrum welches die Seitenbänder mit zunehmender Anzahl an diskreten Ausgangsspannungen aufweitet. Eine analytische Herleitung der Fourierreihen für eine symmetrische PWM mit natürlicher Abtastung (double-edge naturally sampling) ist für Stromrichter mit zwei, drei und fünf Ausgangsspannungsniveaus in [22, S. 219, 479 u. 492] zu finden. In Abbildung 3.9 sind diese theoretischen Frequenzspektren der verketteten Spannungen für eben diese drei Stromrichter dargestellt. Wird als Qualitätskriterium das gewichtete Gesamt-Oberschwingungsverhältnis (WTHD) herangezo-

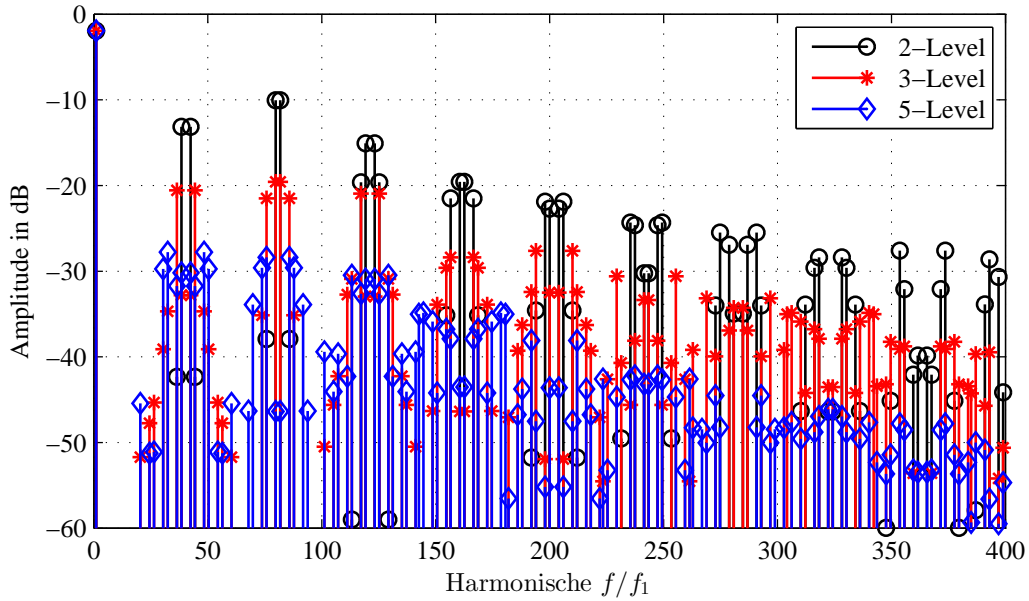


Abbildung 3.9: berechnete Frequenzspektren der verketteten Spannung eines dreiphasigen Stromrichters bei unterschiedlicher Anzahl diskreter Ausgangsspannungen, $m_a = 0,8$; $q = 40,4$; $f_1 = 50$ Hz; 0 dB : $\sqrt{3}/2 U_{dc}$

gen, so beträgt dieses für 2-Level 1,24%. Mit drei Spannungsstufen lässt es sich bereits auf 0,56% mehr als halbieren und bei 5-Level nochmals auf 0,34% reduzieren.

Eine technische Herausforderung bei Multilevel Stromrichtern ist die Tatsache, dass mit steigender Anzahl an Spannungsstufen (Level-Zahl) auch die Menge der zu steuernden und zu überwachenden Leistungshalbleiter stark zunimmt. Dieser Umstand erhöht die Systemkosten, die Komplexität und das Gewicht bzw. den Bauraum des Stromrichters. Ein weiteres Problem stellt die Symmetrierung der Zwischenkreisspannungen dar. Bei kleinen Modulationsgraden können die im Inneren liegenden, redundanten Raumzeiger dazu genutzt werden, um die Spannungen der Zwischenkreiskondensatoren in Balance zu halten. Jedoch kann bei Sollspannungszeigern nahe der Aussteuerungsgrenze eine Symmetrierung nicht mehr alleine durch das Modulationsverfahren geleistet werden. Dann wären zusätzliche leistungselektronische Schaltungen (z.B. getrennte Gleichspannungsversorgungen) nötig, welche den Gesamtaufwand weiter vergrößern.

Interleaved-Stromrichter

Werden N Stromrichter auf der AC- und DC-Seite parallel geschaltet und mit versetzten Trägersignalen getaktet, so wird das Gesamtsystem als Interleaved-Stromrichter bezeichnet. Das Grundprinzip für $N = 2$ ist in Abbildung 3.10 dargestellt. Jeder Stromrichter erhält sein eigenes Trägersignal, woraus die Schalthandlungen für die einzelnen Phasen anhand von gemeinsamen Sollwertsignalen ermittelt werden. Die jeweiligen Trägersignale sind um einen bestimmten Verschiebungswinkel κ zueinander verschoben bzw. ineinander verschachtelt (engl.

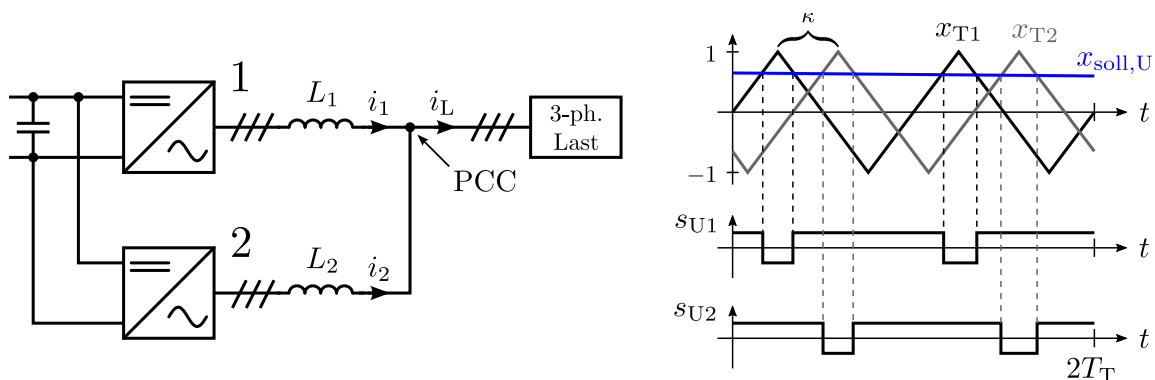


Abbildung 3.10: prinzipieller Aufbau eines Interleaved-Stromrichters für $N = 2$, Verschiebung der Trägersignale um den Winkel κ

interleaved). Werden die Verschiebungswinkel für jeden Stromrichter (κ_n) gleichmäßig aufgeteilt, so dass gilt $\kappa_n = \frac{2\pi}{N}(n-1)$, so spricht man von symmetrischem Interleaving, andernfalls von asymmetrischem Interleaving.

Durch die versetzte Taktung der parallel geschalteten Stromrichter ergeben sich zwei Effekte, die für die Reduzierung von Oberschwingungen im Laststrom i_L verantwortlich sind. Zum einen erhöht sich am Knotenpunkt PCC durch den induktiven Spannungsteiler bestehend aus L_n die Anzahl der Spannungsstufen, die auf die Last wirken. Bei zweistufigen Einzel-Stromrichtern ergeben sich so $N + 1$ Spannungsniveaus, deren exakter Pegel durch

$$u_{P0} = \frac{1}{L_1 + L_2} \left(L_2 u_{10} + L_1 u_{20} - L_1 L_2 \frac{di_L}{dt} \right) \quad (3.5)$$

gegeben ist und somit nicht nur von den Zuständen der Stromrichter u_{n0} sondern auch vom Verhältnis der Einzelinduktivitäten L_n und vom Laststrom i_L abhängig ist. Zum anderen resultiert am Knotenpunkt PCC eine N -mal höhere Schaltfrequenz als die der Einzel-Stromrichter. Deshalb fällt auch der Verzerrungsstrom auf der Gleichspannungsseite geringer aus, wodurch die Zwischenkreiskondensatoren kleiner dimensioniert werden können [57]. Durch Interleaving bleiben die Amplituden der Frequenzanteile in den Ausgangsspannungen der Stromrichter gleich, während sich deren Phase jedoch ändert. Am Knotenpunkt PCC und im Laststrom heben sich somit bestimmte Frequenzanteile auf. Das bedeutet wiederum, dass durch Interleaving die Oberschwingungsanteile der einzelnen Stromrichter nicht minimiert werden können, ein bestimmter Teil davon wird lediglich in Kreisströme umgewandelt. Eine analytische Herleitung der Fourierreihen ist in [7, 8, 34] publiziert und in Abbildung 3.11 für unterschiedliche N dargestellt. Bei $N = 1$ sind alle Vielfachen der Schaltfrequenz und deren Seitenbänder vorhanden. Für $N > 1$ ist hingegen das Auslöschen der Träger- und Seitenbänder deutlich zu erkennen. Für $N = 2$ ist nur jedes zweite und für $N = 3$ nur noch jedes dritte Träger- mit entsprechendem Seitenband vorhanden.

Bei der Kopplung der beiden Stromrichter wird auf der Gleich- und Wechselspannungsseite keine galvanische Trennung eingesetzt. Die Kreisströme zwischen den Stromrichtern, die sowohl einen Gleich- als auch einen Gegentaktanteil aufweisen, müssen in erster Linie passiv durch die Induktivitäten L_n begrenzt werden, worunter die Effizienz des Gesamtsystems leidet. Für den Aufbau und die Größe der Induktivitäten sind unterschiedliche Ansätze veröffentlicht [17, 58], die auch das Modulationsverfahren betreffen [18].

Bei der praktischen Umsetzung ist eine Synchronisation der separaten Trägersignale nötig, wenn die parallelen Brückenwege nicht von einer gemeinsamen Einheit angesteuert werden

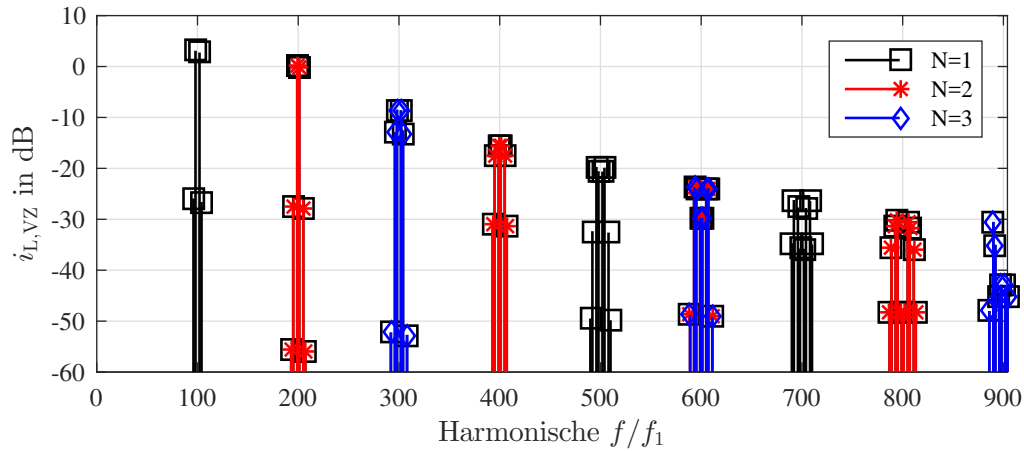


Abbildung 3.11: berechnete Frequenzspektren des Oberschwingungsanteils im Laststrom bei symmetrischem Interleaving von N Stromrichtern; $m_a = 0,8$, $q = 100$, $f_1 = 50\text{Hz}$, $L_n = 1\text{mH}$, $U_{dc} = 400\text{V}$, $0\text{dB: } 1\text{A}$

[1]. Analog zur Symmetrierung der Zwischenkreise bei Multilevel Stromrichtern ergibt sich bei Interleaved-Stromrichtern das Problem der gleichen Stromaufteilung unter den parallel geschalteten Zweigen, was durch die Varianz der Einzelkomponenten (z.B. parasitäre Impedanzen im Aufbau, Streuung der Leistungshalbleiter) hervorgerufen wird. Zum Entgegenwirken können passive [51] oder aktive, regelungstechnische Maßnahmen [12] ergriffen werden.

3.4 Parallelschaltung von Stromrichtern unterschiedlicher Technologie

Jede Technologie von Leistungshalbleitern hat gewisse Vorteile. Durch das Zusammenwirken unterschiedlicher Halbleiterschalter in einem Gesamtsystem sollen die jeweiligen Vorzüge gebündelt werden, die so zu einer Optimierung des Systems führen. Daher ist zur Senkung der Schaltverluste bei hohen Schaltfrequenzen die Parallelschaltung von verschiedenartigen Leistungshalbleitern auf Bauteilebene aus [43, 56] bekannt.

Um die Spannungsqualität bei Stromrichtern in der Mittelspannungsebene (6,6kV) zu verbessern, wurde in [15, 16] die Parallelschaltung von GTO-Stromrichtern mit einem IGBT-Stromrichter untersucht. Die beiden GTO-Stromrichter werden mit versetzter Taktung gesteuert, um die Anzahl der Spannungsniveaus zu erhöhen, während der IGBT-Stromrichter den verbleibenden Oberschwingungsstrom kompensiert. Die einzelnen Stromrichter sind auf der DC-Seite miteinander verbunden. Derweil wirkt das Gesamtsystem, durch die AC-seitige

galvanische Trennung, nach dem Prinzip eines aktiven Filters in Reihenschaltung (s. Abschn. 3.2.2).

In [25] wird ein IGBT-Stromrichter, der für den Laststrom ausgelegt ist und daher mit niedriger Schaltfrequenz arbeitet, mit einem MOSFET-Stromrichter, der lediglich für die Kompensation des Verzerrungsstromes zuständig ist, gekoppelt. Allerdings beziehen die Stromrichter ihre Gleichspannung aus zwei separaten Quellen wodurch auch hier der Kompensations-Stromrichter wie ein aktives Filter wirkt. Während der IGBT-Stromrichter mit einer herkömmlichen RZM mit PI-Regler betrieben wird, arbeitet die Regelung des MOSFET-Stromrichters mit drei unabhängigen Zweipunktreglern. Die Funktionsweise des Gesamtsystems wird lediglich anhand eines Simulationsmodells untersucht.

Der Beitrag von [31] widmet sich der AC- und DC-seitigen Parallelschaltung von zwei dreiphasigen Stromrichtern mit demselben Ziel was auch mit dieser Arbeit verfolgt wird. Für den USB, welcher den Hauptlaststrom liefert, wird ein Stromregelverfahren eingesetzt, das prinzipiell mit drei voneinander getrennten Zweipunktreglern arbeitet. Der zweite USB dient lediglich der Kompensation von Oberschwingungsströmen im Laststrom. Für diesen wird eine Spannungsregelung verwendet die ähnlich wie beim ersten USB mit drei unabhängigen Regelkreisen arbeitet. Zur Auslegung der Regelkreise müssen die Parameter des Lastkreises vollständig bekannt sein, da u.a. die Schaltfrequenz durch die Übertragungsfunktion des Regelkreises bestimmt wird. Die Umsetzung erfolgte in analoger Technik und die daraus resultierenden Messergebnisse sind lediglich für eine Zwischenkreisspannung von $U_{dc} = 60V$ und einen einzelnen Arbeitspunkt gezeigt.

4 Theoretischer Lösungsansatz

Der Kerngedanke der vorliegenden Arbeit ist eine neuartige Methode zur Kompensation von Stromüberschwingungen. Diese zeichnet sich im wesentlichen durch zwei, sowohl AC- als auch DC-seitig gekoppelte USR aus. Der USR 1 stellt den Laststrom bereit und verfügt über eine relativ geringe Auflösung, weshalb ein signifikanter Verzerrungsanteil im Laststrom enthalten ist. Der USR 2 bietet eine weitaus höhere zeitliche Auflösung und wird dazu genutzt, den Verzerrungsanteil zu kompensieren.

	<i>USR 1 Eigenschaften</i>	<i>USR 2 Eigenschaften</i>	<i>Erkenntnis</i>
<i>ideale Betrachtung</i>	Modulation mit konventioneller RZM und AZSPWM	Modellierung als ideale, kontinuierliche Spannungsquelle, idealer Zustandsregler	Grenzen bzgl. Aussteuergrad im Hinblick auf Last-Verzerrungsstrom und Gleichtaktstrom
<i>vereinfachte Betrachtung</i>	Modulation mit AZSPWM, reale Störgrößen (Totzeiten, Signallaufzeiten)	zeit- und wertediskrete Spannungsquelle (Modulation mit RVM), idealer Zustandsregler, reale Störgrößen	Einfluss der Modulation von USR 2 auf die Zielfunktionen und Anforderungen an diese
<i>weitgehend genaue Betrachtung</i>	Modulation mit AZSPWM, reale Störgrößen (Totzeiten, Signallaufzeiten)	zeit- und wertediskrete Spannungsquelle (direkte Stromregelung), reale Störgrößen	Aussagen über Machbarkeit eines direkten Regelverfahrens, Gleichtaktstrom, Schaltfrequenz
<i>praktische Umsetzung</i>	Modulation mit AZSPWM	direkte Stromregelung	parasitäre Einflüsse, Störgrößen, Ungenauigkeiten

Tabelle 4.1: Darstellung der Vorgehensweise in den Kapiteln 4 - 6

Die Vorgehensweise zur Analyse des gekoppelten USR-Systems ist in Tabelle 4.1 aufgezeigt. Die theoretische Untersuchung beginnt mit einem idealen Modell, anhand dessen die grundsätzliche Funktionsweise und Machbarkeit abgeleitet werden. Die Theorie wird im Verlauf schrittweise an eine praktische Problemlösung angenähert, welche letztendlich umgesetzt und mit realen Messungen belegt wird.

4.1 Ideale Betrachtung

4.1.1 Voraussetzungen

Als Ausgangspunkt für die folgenden Untersuchungen dient das entkoppelte ESB von zwei parallel geschalteten USR, welches durch die Modaltransformation des Gesamtsystems gewonnen wird (s. Abschn. 2.2). Die idealen Annahmen in diesem Abschnitt beziehen sich vor allem auf den USR 2 der mit einer unendlich hohen Trägerfrequenz f_T arbeiten soll und somit keine diskreten Spannungsstufen am AC-Ausgang aufweist. Deshalb bildet dieser eine ideale Spannungsquelle, die jeden beliebigen Spannungsvektor innerhalb des Aussteuerbereiches stellen kann. Der USR 1 kann nur diskrete Spannungsstufen in Form der RV ausgeben, jedoch ohne Verzögerung von einem zum nächsten Zustand wechseln. Die ESB für den α - und β -Stromkreis sind identisch aufgebaut (vgl. Abb. 2.4). Aufgrund dessen lassen sich beide ESB in einem gemeinsamen neuen ESB zusammenfassen, indem die Ströme und Spannungen durch komplexe Zeiger beschrieben werden, was durch die Indizes $\alpha\beta$ deutlich gemacht wird. Der Realteil wird auf die α -Achse und der Imaginärteil auf die β -Achse projiziert. Die gekoppelten Induktivitäten werden zur besseren Übersichtlichkeit in

$$L_C = L - M, \quad L_{C1} = L_1 - M_1 \quad \text{und} \quad L_{C2} = L_2 - M_2$$

zusammengefasst. Da die ohmschen Verluste im praktischen Aufbau zunächst eine untergeordnete Rolle spielen, werden die Spannungsabfälle über diesen vernachlässigt.

4.1.2 weiterführende Modellbildung

Das Schaltbild aus Abbildung 4.1 lässt sich unter Vernachlässigung der Widerstände durch folgende Gleichungen beschreiben:

$$\underline{u}_{\alpha\beta 1} = L_{C1} \frac{d\underline{i}_{\alpha\beta 1}}{dt} + L_C \frac{d\underline{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \underline{e}_{\alpha\beta} \quad (4.1)$$

$$\underline{u}_{\alpha\beta 2} = L_{C2} \frac{d\underline{i}_{\alpha\beta 2}}{dt} + L_C \frac{d\underline{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \underline{e}_{\alpha\beta} \quad (4.2)$$

$$\underline{i}_{\alpha\beta} = \underline{i}_{\alpha\beta 1} + \underline{i}_{\alpha\beta 2} \quad (4.3)$$

Durch Umstellen und ineinander Einsetzen der Gleichungen (4.1) bis (4.3) kann für die

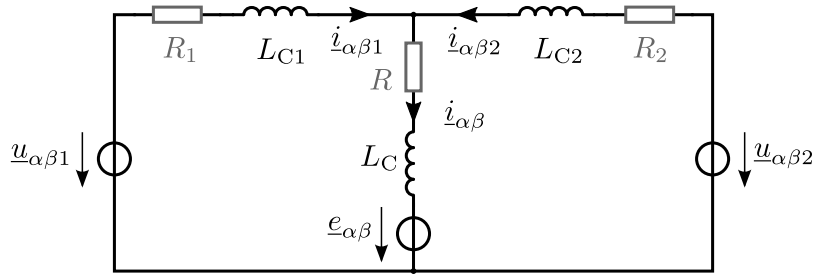


Abbildung 4.1: Entkoppeltes Ersatzschaltbild des Stromrichters in Hybridstruktur für den $\alpha\beta$ -Stromkreis, Ströme und Spannungen werden durch komplexe Größen abgebildet

Sollspannung des USR 2 im $\alpha\beta$ -ESB folgende Vorschrift entwickelt werden:

$$u_{\alpha\beta 2} = -\frac{L_{C2}}{L_{C1}}u_{\alpha\beta 1} + \left[L_C \left(1 + \frac{L_{C2}}{L_{C1}} \right) + L_{C2} \right] \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + \left(1 + \frac{L_{C2}}{L_{C1}} \right) e_{\alpha\beta} \quad (4.4)$$

Die Parallelschaltung der beiden USR soll als Nutzsignal einen rein sinusförmigen Strom mit der Kreisfrequenz ω_1 durch die Last ermöglichen. Deshalb wird dieser durch

$$i_{\alpha\beta} = \hat{i}_{\alpha\beta} e^{j\omega_1 t} \quad (4.5)$$

ausgedrückt. Weiterhin wird für die Gegenspannung der Last eine sinusförmige Spannung mit derselben Frequenz vorausgesetzt:

$$e_{\alpha\beta} = \hat{e}_{\alpha\beta} e^{j(\omega_1 t + \varphi_{ui})}. \quad (4.6)$$

Mit (4.5) und (4.6) ergibt sich Gleichung (4.4) zu

$$u_{\alpha\beta 2} = -\underbrace{\frac{L_{C2}}{L_{C1}}u_{\alpha\beta 1}}_{u'_{\alpha\beta 1}} + j\omega_1 \underbrace{\left[L_C \left(1 + \frac{L_{C2}}{L_{C1}} \right) + L_{C2} \right]}_{L'_C} \hat{i}_{\alpha\beta} e^{j\omega_1 t} + \underbrace{\left(1 + \frac{L_{C2}}{L_{C1}} \right) \hat{e}_{\alpha\beta} e^{j(\omega_1 t + \varphi_{ui})}}_{e'_{\alpha\beta}}. \quad (4.7)$$

Wie in (4.7) angedeutet, lassen sich die Summanden durch die Einführung neuer Bezeichner abkürzen. Damit kann ein nochmals vereinfachtes ESB für den $\alpha\beta$ -Stromkreis gezeichnet werden, welches in Abbildung 4.2 dargestellt ist. Die sinusförmigen Spannungen werden zu einer neuen Variablen zusammengefasst:

$$u'_{\alpha\beta} = j\omega_1 L'_C i_{\alpha\beta} + e'_{\alpha\beta} \quad (4.8)$$

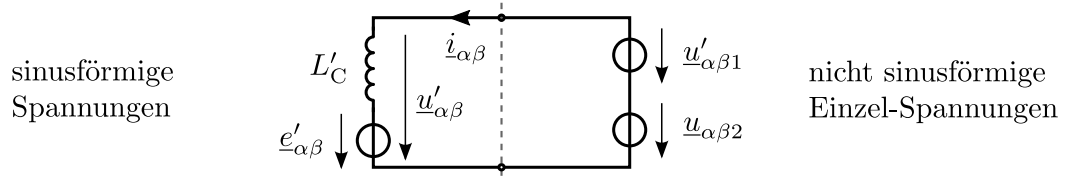


Abbildung 4.2: aus Abbildung 4.1 weiter vereinfachtes Ersatzschaltbild aus Sicht der Lastseite für die α - und β -Stromkreise; die komplexen Größen ermöglichen die gleichzeitige Abbildung der α - und β -Anteile; ohmsche Anteile werden vernachlässigt

Gleichung (4.7) beschreibt das aus Abbildung 4.1 abgeleitete ESB aus Sicht der mit sinusförmigen Größen betriebenen Last.

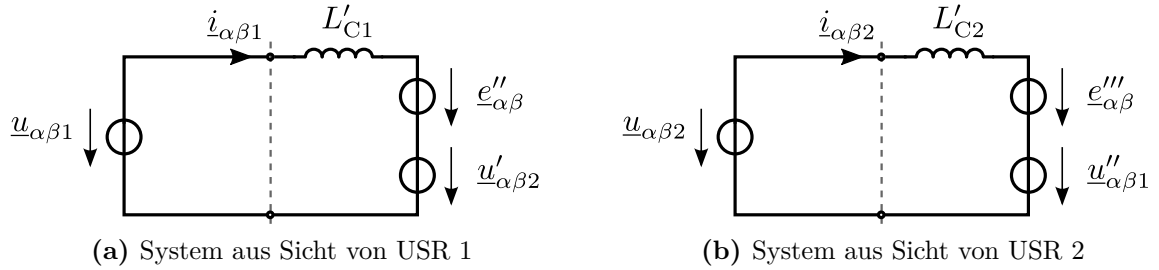


Abbildung 4.3: vereinfachte ESB des komplexen $\alpha\beta$ -Stromkreises zur Modellierung der Last beider USR

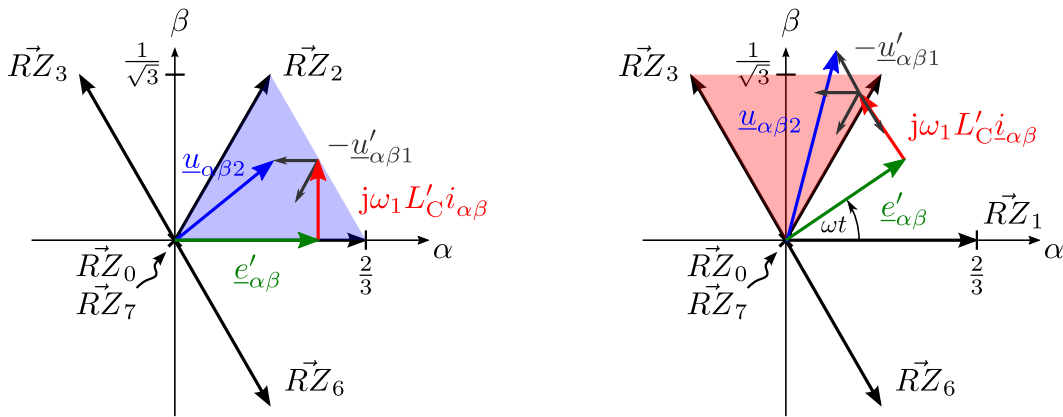
Die Gleichungen (4.1) bis (4.3) können weiter dazu genutzt werden, um ebenfalls vereinfachte ESB jeweils aus der Sicht der beiden USR zu erzeugen. Diese sind in Abbildung 4.3 gezeigt. Damit ist es möglich, das Netzwerk (bestehend aus der Last und dem jeweils anderen USR) im $\alpha\beta$ -Stromkreis am Ausgang eines jeden USR über eine Gleichung zu beschreiben. Für USR 1 gilt (vgl. Abb. 4.3a):

$$u_{\alpha\beta1} = \underbrace{\frac{L_C L_{C1} + L_C L_{C2} + L_{C1} L_{C2}}{L_C + L_{C2}}}_{L'_{C1}} \frac{di_{\alpha\beta1}}{dt} + \underbrace{\frac{L_C}{L_C + L_{C2}} u_{\alpha\beta2}}_{u'_{\alpha\beta2}} + \underbrace{\frac{L_{C2}}{L_C + L_{C2}} e_{\alpha\beta}}_{e''_{\alpha\beta}}. \quad (4.9)$$

Analog dazu ergibt sich für USR 2 (vgl. Abb. 4.3b):

$$u_{\alpha\beta2} = \underbrace{\frac{L_C L_{C1} + L_C L_{C2} + L_{C1} L_{C2}}{L_C + L_{C1}}}_{L'_{C2}} \frac{di_{\alpha\beta2}}{dt} + \underbrace{\frac{L_C}{L_C + L_{C1}} u_{\alpha\beta1}}_{u''_{\alpha\beta1}} + \underbrace{\frac{L_{C1}}{L_C + L_{C1}} e_{\alpha\beta}}_{e'''_{\alpha\beta}}. \quad (4.10)$$

Da mit Gleichung (4.7) nun die Soll-Ausgangsspannung für den USR 2 bekannt ist, stellt sich die Frage, wo die Grenzen des Gesamtsystems liegen, bis zu denen ein rein sinusförmiger Laststrom gewährleistet werden kann. Grundsätzlich muss sichergestellt sein, dass der Spannungszeiger $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ stets innerhalb der Aussteuer Grenzen liegt, damit der USR 2 in der Lage ist, diesen ausgeben zu können. Zur genaueren Betrachtung liefern die Zeigerdiagramme in Abbildung 4.4 eine anschauliche Darstellung der Gleichung (4.7) für zwei unterschiedliche Betriebspunkte. Im ersten Fall (Abb. 4.4a) wurden die sinusförmigen Spannungszeiger der Last so gewählt, dass $\underline{u}'_{\alpha\beta}$ den maximal möglichen Betrag aufweist, folglich am Rande der linearen Aussteuer Grenze liegt. Für den USR 1 wurde als Modulationsverfahren eine klassische RZM vorausgesetzt, die jeweils zwei benachbarte aktive RZ und zwei Nullzeiger verwendet (s. Abschn. 3.1.1). Die Lage des Gegenspannungszeigers $\underline{e}_{\alpha\beta}$ bestimmt im stationären Zustand den entsprechenden Sektor und folglich welche aktiven RZ von USR 1 geschaltet werden können. Diese sind als $-\underline{u}'_{\alpha\beta 1}$ in das Zeigerdiagramm eingezeichnet. In diesem Fall führt das dazu, dass die Spannungszeiger $\underline{u}'_{\alpha\beta 1}$ den resultierenden Zeiger für USR 2 ($\underline{u}_{\alpha\beta 2}$) stets innerhalb der Aussteuer Grenzen enden lassen. Wenn jedoch der Einfluss von USR 1, also die Länge der Zeiger $\underline{u}'_{\alpha\beta 1}$, zunähme, ließen sich Betriebspunkte konstruieren, in denen $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ außerhalb



(a) Betriebspunkt 1: klassische RZM für USR 1, der resultierende Zeiger $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ endet innerhalb des Aussteuerbereichs

(b) Betriebspunkt 2: AZSPWM für USR 1, der resultierende Zeiger $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ endet außerhalb des Aussteuerbereichs

Abbildung 4.4: Zeigerdiagramme zu Gleichung (4.7) für unterschiedliche Betriebspunkte

des Aussteuerbereichs liegt und demnach kein sinusförmiger Laststrom sichergestellt werden kann.

Im Zeigerdiagramm für den zweiten Betriebspunkt (Abb. 4.4b) wurden die Zeiger der sinusförmigen Spannungen lediglich zu einem späteren Zeitpunkt betrachtet. Allerdings ist die AZSPWM, welche nur die vier benachbarten aktiven RZ schaltet (s. Abschn. 3.1.1), als Modulationsverfahren für USR 1 eingesetzt. Die beiden gegenüberliegenden Zeiger, welche zur Synthese des Nullzeigers verwendet werden (im Beispiel von Abb. 4.4b der \underline{RZ}_3 und \underline{RZ}_6), können bei gleicher Länge wie im ersten Fall leicht dazu führen, dass der Zeiger $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ von USR 2 nicht mehr erzeugt werden kann.

Die beiden Beispiele sollen deutlich machen, dass eine pauschale Dimensionierungsvorschrift nicht formuliert werden kann, da die beteiligten Parameter zu viele Kombinationen ermöglichen. Trotzdem können folgende Anforderungen gestellt werden:

1. Der Betrag der sinusförmigen Spannungen muss sich innerhalb des linearen Aussteuerbereiches bewegen:

$$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \geq |\underline{u}'_{\alpha\beta}| = \left| j\omega_1 L'_C \hat{i}_{\alpha\beta} + \left(1 + \frac{L_{C2}}{L_{C1}} \right) \hat{e}_{\alpha\beta} e^{j\varphi_{U1}} \right| \quad (4.11)$$

Ansonsten müsste für USR 1 ein spezielles Modulationsverfahren gewählt werden, welches ausschließlich RZ schaltet, die $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ stets innerhalb des Aussteuerbereiches enden lassen.

2. Das Verhältnis der beiden Induktivitäten L_{C2}/L_{C1} beeinflusst jeden der drei Summanden in (4.7). Es erscheint sinnvoll, die Induktivitäten so zu wählen, dass gilt:

$$\frac{L_{C2}}{L_{C1}} \ll 1 \quad (4.12)$$

Damit wird der Einfluss von USR 1 minimiert und die Länge der Zeiger $\underline{e}'_{\alpha\beta}$ und $j\omega_1 L'_C \hat{i}_{\alpha\beta}$ nicht unnötig erhöht, was sich wiederum positiv auf Forderung 1 auswirkt.

3. Die beiden USR beeinflussen sich gegenseitig, was aus den Gleichungen (4.9) und (4.10) hervorgeht. Weiterhin bestimmt die Induktivität L_{C1} maßgeblich die Last für USR 1 solange Forderung 2 eingehalten wird. Durch L_{C1} lässt sich so der maximale Stromwert von $\hat{i}_{\alpha\beta 1}$ abgrenzen, für den USR 1 ausgelegt sein muss.

Wenn die beiden Voraussetzungen 1 und 2 gegeben sind, ist eine vollständige Kompensation des Verzerrungsanteils von USR 1 und somit ein rein sinusförmiger Laststrom möglich.

Ein weiterer Freiheitsgrad steht dennoch zur Verfügung: die Aussteuerbereiche der beiden USR müssen nicht zwangsläufig deckungsgleich in der $\alpha\beta$ -Ebene übereinander liegen. Denn für den Fall, dass die Gleichspannungszwischenkreise der USR nicht elektrisch miteinander verbunden sind, können für beide unterschiedliche Zwischenkreisspannungen U_{dc} gewählt werden, was wiederum zu einer Skalierung des sechseckigen Aussteuerbereiches führt. Eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung für USR 2 wirkt sich besonders auf die Forderung 1, Gleichung (4.11) aus und liefert so zusätzliche Stellreserve.

Wie in Abschnitt 2.2 bereits hergeleitet wurde, existiert für den Fall, dass die Gleich- und Wechselspannungsseiten der USR elektrisch miteinander verbunden sind, ein weiteres, das γ -ESB welches die Gleichtaktanteile zwischen den USR abbildet (s. Abb. 2.4). Die alleinige Betrachtung in der $\alpha\beta$ -Ebene ist deshalb nur richtig, wenn keine Gleichtaktströme zwischen den USR oder der Last fließen können. Um die Konfiguration des Stromrichters in Hybridstruktur abzubilden, muss deshalb das Modell um das γ -ESB in Form einer dritten Dimension erweitert werden.

Ein Stromfluss im γ -ESB ist ausschließlich zwischen den beiden USR möglich (s. Abb. 4.5 bzw. Gl. (2.24)). Diesen Stromfluss gilt es möglichst zu unterbinden, weil damit der Laststrom in keiner Weise beeinflusst werden kann. Er bewirkt lediglich zusätzliche Verluste in den beteiligten Komponenten die in Folge für den zusätzlichen γ -Strom größer dimensioniert werden müssen.

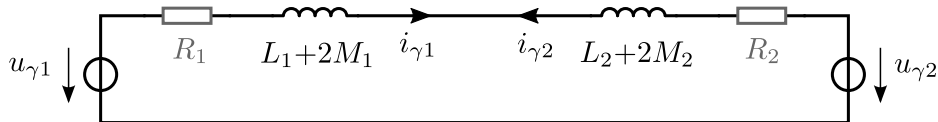


Abbildung 4.5: wiederum vereinfachtes Ersatzschaltbild für den γ -Stromkreis, ein Stromfluss ist nur zwischen den beiden USR möglich

Für die passive Dämpfung des γ -Stromes ($i_{\gamma 1}$ bzw. $i_{\gamma 2}$) sind die Koppelfaktoren der Induktivitäten k_1 und k_2 maßgeblich. Bei bestmöglicher Kopplung ($k_n = 1$) führt die Gegeninduktivität zu einer Verdreifachung der effektiv wirksamen Drossel im γ -Stromkreis. Trotzdem ist ersichtlich, dass eine völlige, rein passive Vermeidung des γ -Stromes nur mit unendlich hohen Induktivitätswerten erzielt werden kann.

Aktiv lässt sich der γ -Stromfluss unterbinden, indem beide Spannungsquellen stets denselben Wert in der γ -Komponente aufweisen:

$$u_{\gamma 2} = u_{\gamma 1} \quad (4.13)$$

Von USR 2 müssen demnach die Gleichungen (4.7) und (4.13) gleichzeitig erfüllt werden, um einen sinusförmigen Laststrom und eine Vermeidung des γ -Stromes zu ermöglichen.

Der von jetzt an dreidimensionale Spannungsvektor für den USR 2 setzt sich folgendermaßen zusammen:

$$\mathbf{u}_{C2} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(\underline{u}_{\alpha\beta 2}) \\ \operatorname{Im}(\underline{u}_{\alpha\beta 2}) \\ u_{\gamma 2} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Gibt der USR 1 einen der aktiven RV aus, so muss der Spannungsvektor \mathbf{u}_{C2} nach Gleichung (4.14) auf einer der beiden Ebenen mit $u_{\gamma 2} = \pm 1/6 U_{dc}$ enden. Allerdings stehen für jede Ebene nur noch drei aktive RV zur Verfügung, was dazu führt, dass die Aussteuerbereiche für USR 2, wie in Abbildung 4.6 dargestellt, stark eingeschränkt werden. Sobald USR 1 einen der beiden Nullvektoren schaltet, reduziert sich der verbleibende Aussteuerbereich für USR 2

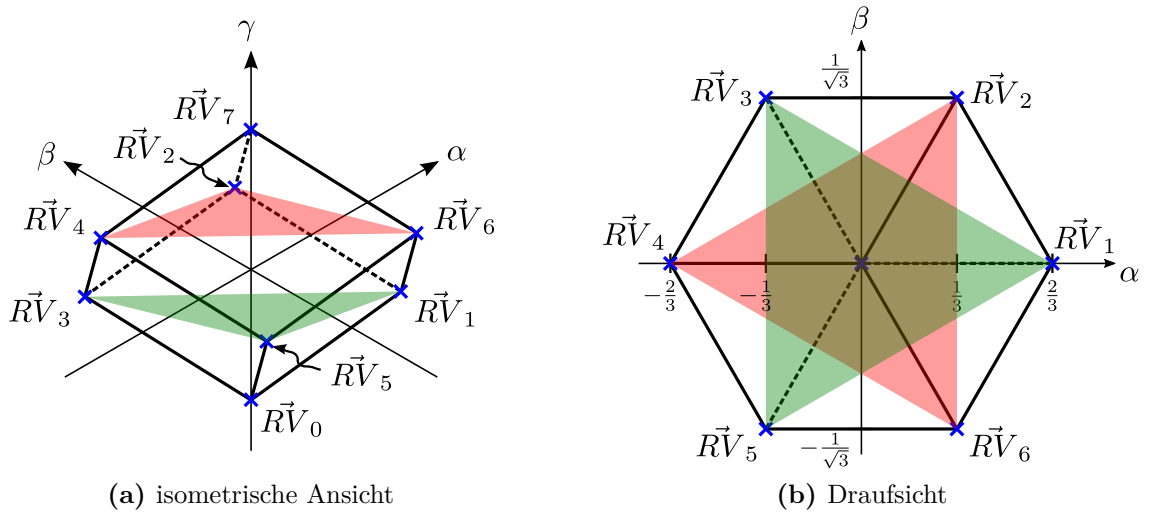


Abbildung 4.6: eingeschränkte Aussteuerbereiche für unterschiedliche γ -Spannungen, rot: $u_{\gamma} = 1/6 U_{dc}$, grün: $u_{\gamma} = -1/6 U_{dc}$

praktisch auf denselben Nullvektor — der Verzerrungsstrom kann in $\alpha\beta$ -Richtung nicht mehr kompensiert werden, weil USR 2 keine Stellreserve mehr hat.

USR 1 muss nicht zwangsläufig Nullvektoren schalten, um eine gewünschte Ausgangsspannung zu synthetisieren. In Kapitel 3.1.1 wurde bereits die AZSPWM als Modulationsverfahren vorgestellt, welches nur aktive RV und keinerlei Nullvektoren nutzt. Dadurch behält USR 2 seine Stellreserve gegenüber USR 1. Im Vergleich zur herkömmlichen RZM entsteht dabei ein größerer Verzerrungsstrom. Da dieser durch den USR 2 ohnehin kompensiert wird, fällt dieser Nachteil vorerst nicht ins Gewicht. USR 1 muss lediglich minimal mehr Schalthandlungen pro Grundswingungsperiode ausführen. Damit ist eine aktive Vermeidung eines Gleichtaktstromes möglich. Was bleibt, ist der verminderte Aussteuerbereich für USR 2. Dieser reduziert sich auf das innere Sechseck (vgl. Abb. 2.9 und 4.6). Nur in diesem kann USR 2 Spannungsvektoren für beide Gleichtaktspannungsniveaus ausgeben.

4.1.3 Simulation

Die Erkenntnisse aus dem vorigen Abschnitt sollen durch Simulationen verdeutlicht werden. Dazu wird das System durch ein Modell nachgebildet, dessen Aufbau in Abbildung 4.7 dargestellt ist. Die Regelung des USR 1 erfolgt klassisch mit einem PI-Regler im mit der Soll-Frequenz rotierenden dq -Koordinatensystem. In der Rückführung von USR 1 ist nach der dq -Transformation ein Tiefpass geschaltet, um die Strom-Istwerte über eine Trägerperiode zu

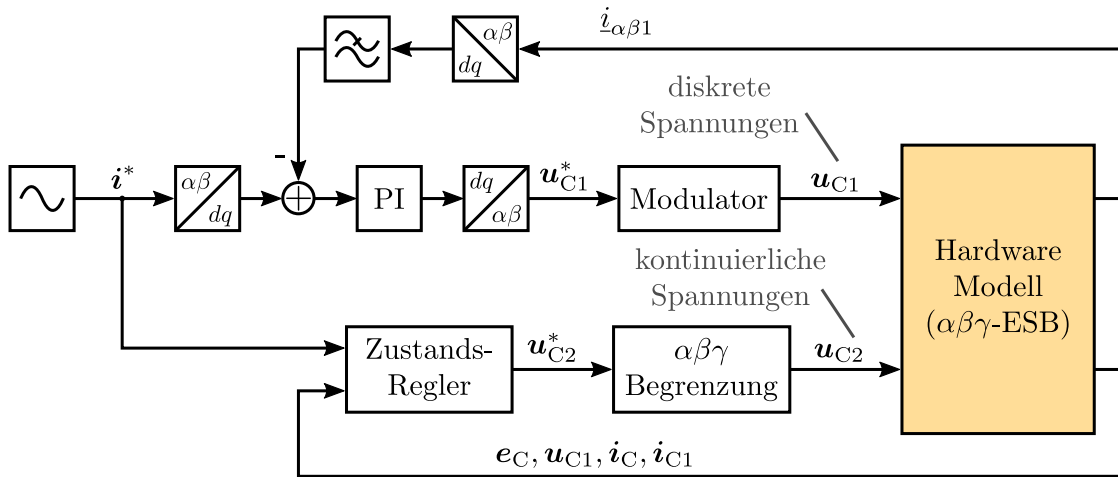


Abbildung 4.7: Blockschaltbild zum Aufbau des Simulationsmodells

mitteln. Die quasi-kontinuierliche Regler-Ausgangsspannung wird nach der Rücktransformation mit Hilfe eines Modulators in Folgen diskreter RV überführt. Im stationären Zustand liefert der USR 1 so den gewünschten Soll-Strom i^* mitsamt dem durch die Modulation bedingten Verzerrungsanteil. Der Zustandsregler hat nun die Aufgabe, USR 2 so zu betreiben, dass er den unerwünschten Last-Verzerrungsstrom kompensiert. Zu diesem Zweck berechnet er exakt den Soll-Spannungsvektor u_{C2}^* für USR 2, um die vorgegebenen Soll-Ströme zu ermöglichen. Dazu müssen dem Zustandsregler neben den Modell-Parametern auch die Systemzustände in Form von Strom- und Spannungsvektoren bekannt sein. Der Block $\alpha\beta\gamma$ -Begrenzung sorgt dafür, dass der Soll-Spannungsvektor vom USR 2 ausgegeben werden kann. Denn wenn der Zustandsregler einen Spannungsvektor vorgibt der nicht realisierbar ist, weil er außerhalb des möglichen Aussteuerbereiches liegt, so muss dieser in α -, β - oder γ -Richtung gekürzt werden, um letztendlich innerhalb des Parallelepipeds zu enden.

Für die folgenden Simulationen wurde die Strategie der Begrenzung so gewählt, dass der α - und β -Anteil nicht verändert wird, um das Nutzsignal, den eigentlichen Laststrom, zu gewährleisten. Das führt dazu, dass die γ -Komponente des Spannungsvektors ggf. reduziert werden muss. Die Vorgehensweise ist beispielhaft in Abbildung 4.8 dargestellt.

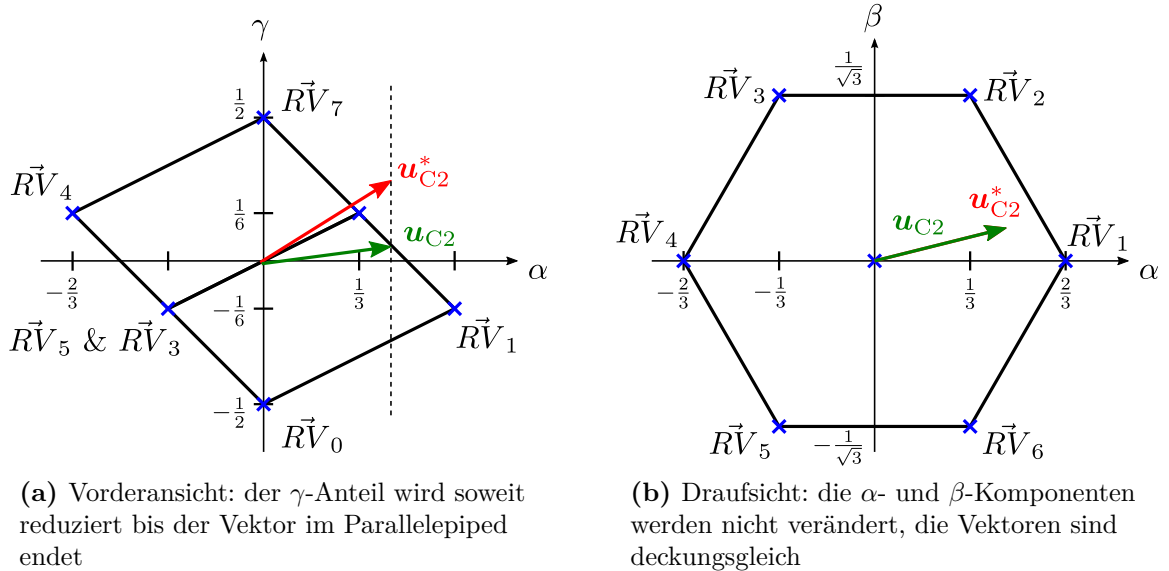


Abbildung 4.8: Funktionsweise der $\alpha\beta\gamma$ -Begrenzung, rot: Spannungsvektor außerhalb des Aussteuerbereichs, grün: Spannungsvektor nach der Begrenzung

Das Hardware Modell ist, wie in Abbildung 2.4 gezeigt, mit drei separaten α -, β - und γ -Stromkreisen implementiert. Diese Beschreibung ist konform mit den Überlegungen aus dem vorigen Abschnitt. Beide USR werden durch Spannungsquellen modelliert, Totzeiten o.ä. werden, wie Eingangs erwähnt, bei der idealen Betrachtung noch nicht berücksichtigt.

In der Simulation wird stets ein sinusförmiger Strom mit der Amplitude $\hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$ als reiner Wirkstrom in die Last mit ebenfalls sinusförmiger Spannung eingepreßt. Demnach wurde der Phasenwinkel stets auf $\varphi_{ui} = 0^\circ$ eingestellt. Die Simulationsparameter sind im Anhang A.1 und A.2 aufgelistet. Bei der Konfiguration wurden die erarbeiteten Forderungen aus dem vorigen Abschnitt berücksichtigt. Die Amplitude der Gegenspannung wurde beginnenden bei 0V nach jedem Simulations-Durchlauf erhöht, um so alle möglichen Aussteuergrade abzudecken.

klassische RZM für USR 1

Als Modulator für USR 1 wird zunächst eine klassische RZM gewählt. In Abbildung 4.9a ist der Betrag des Last-Verzerrungsstromes in Abhängigkeit des Modulationsgrades in der $\alpha\beta$ -Ebene dargestellt. Der Grenzwert, bis zu dem ein optimaler, rein sinusförmiger Laststrom ermöglicht werden kann, stimmt mit dem aus Gleichung (4.11) ermittelten Betrag überein. Bis dahin ist eine völlige Kompensation möglich und erst nach Überschreiten der linearen Modulationsgrenze nimmt der Verzerrungsanteil zu. Zur besseren Veranschaulichung ist dieser Sachverhalt in Abbildung 4.10 für zwei bestimmte Modulationsgrade verdeutlicht.

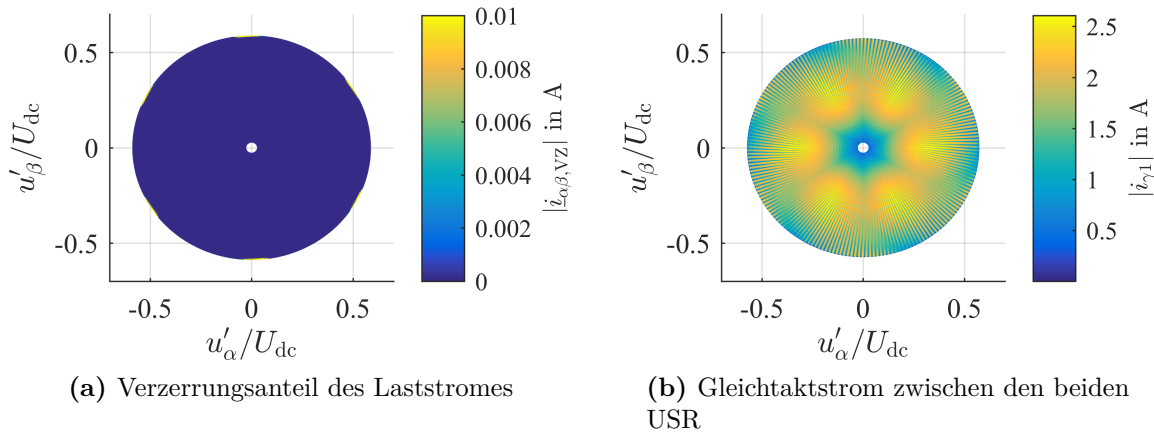


Abbildung 4.9: Während der Laststrom für einen weiten Modulationsbereich optimal geregelt wird, ist es nicht möglich, den Gleichtaktstrom aktiv zu dämpfen, USR 1 arbeitet mit RZM

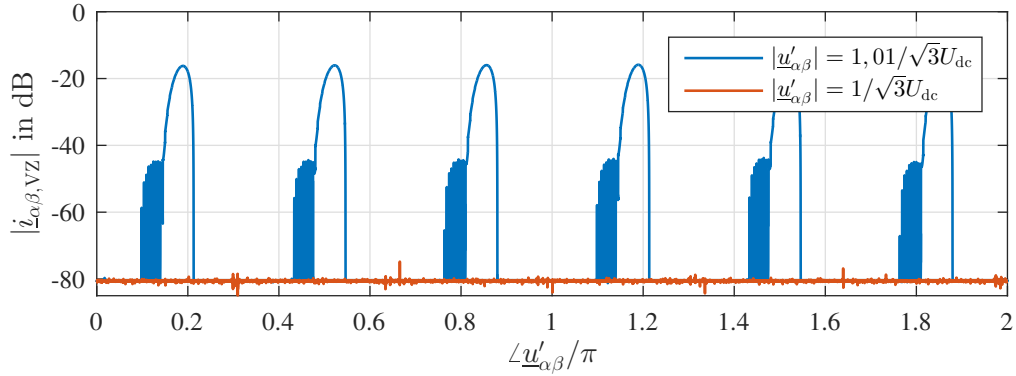


Abbildung 4.10: Last-Verzerrungsstrom für ausgewählte Modulationsgrade, für $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| > 1/\sqrt{3}U_{dc}$ kann der Verzerrungsstrom nicht mehr vollständig kompensiert werden; 0dB: 1A

Sobald $|\underline{u}'_{\alpha\beta}|$ den linearen Aussteuerbereich mit $U_{dc}/\sqrt{3}$ verlässt, erhöht sich auch der Last-Verzerrungsstrom, erwartungsgemäß beginnend bei $\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = \pi/6, 3\pi/6, 5\pi/6, \dots$

Wie im vorigen Abschnitt erörtert wurde, ist durch die geschalteten Nullzeiger von USR 1 eine gleichzeitige aktive Dämpfung des Nullstromes $i_{\gamma 1}$ gewissermaßen unmöglich. Wie in Abbildung 4.9b zu sehen ist, kann der Gleichtaktstrom nur für sehr kleine Modulationsgrade annähernd auf Null beschränkt werden. In diesem Bereich steht dem USR 2 noch genügend Stellreserve in γ -Richtung innerhalb des Parallelepipeds zur Verfügung. Die Maxima treten an den Grenzen der Sektoren auf, weil an diesen Stellen das Verhältnis der Einschalt Dauern, der beiden aktiven, von USR 1 geschalteten RV und somit die mittlere Gleichtaktspannung $|\bar{u}_{\gamma 1}|$ maximal ist. Das führt dazu, dass in Kombination mit den relativ lange geschalteten Nullvektoren der Gleichtaktstrom ansteigt, weil in diesem Bereich die Stellreserve von USR 2 in γ -Richtung schon stark eingeschränkt ist. Am Rand des linearen Modulationsbereiches wird der Gleichtaktstrom abermals geringer, da die Häufigkeit der von USR 1 geschalteten Nullvektoren abnimmt. Es werden dabei gerade zu den Sektorgrenzen hin vermehrt die RV geschaltet, deren $u_{\gamma 1}$ -Potenzial durch den dreieckförmigen Aussteuerbereich von USR 2 ausgeglichen werden kann. Deshalb verringert sich der Gleichtaktstrom dort.

AZSPWM für USR 1

Durch Austauschen der RZM gegen eine AZSPWM lässt sich der Arbeitsbereich mit gleichzeitig niedrigem Verzerrungs- und Nullstrom ($|i_{\alpha\beta, VZ}| \approx 0A$ und $i_{\gamma 1} \approx 0A$) entschieden ausweiten, was durch die Plots 4.11 und 4.12 deutlich wird. Der Gleichtaktstrom kann innerhalb

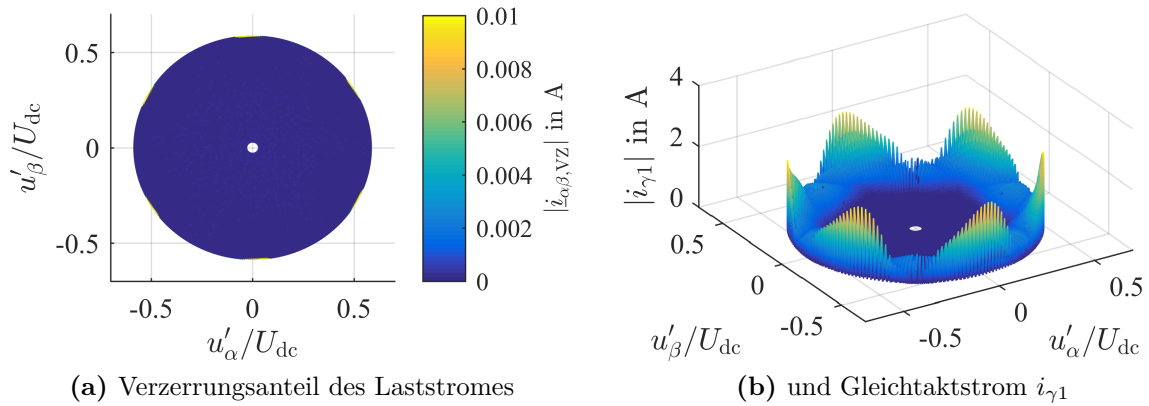


Abbildung 4.11: für unterschiedliche Modulationsgrade, USR 1 arbeitet mit AZSPWM

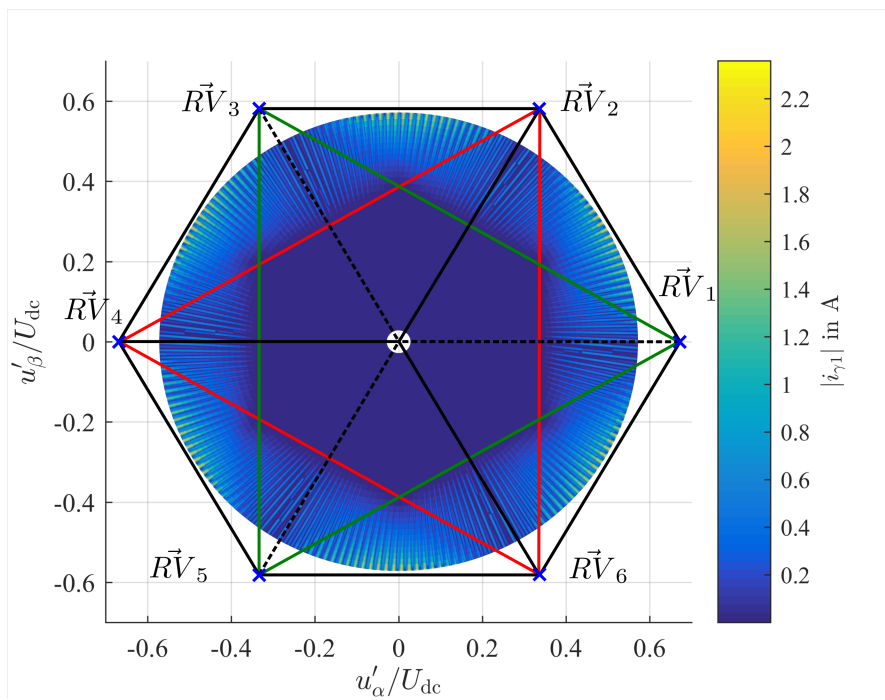


Abbildung 4.12: Anstieg des Gleichtaktstromes in den Regionen, die durch die Aussteuerbereiche auf den beiden Ebenen (rot: $u_{\gamma} = 1/6 U_{dc}$, grün: $u_{\gamma} = -1/6 U_{dc}$) nicht mehr abgedeckt werden können

des inneren Sechsecks, welches durch Überlagerung der beiden dreieckförmigen Aussteuerbereiche entsteht, ideal unterdrückt werden (vgl. Abb. 4.6). Bei genauer Betrachtung von Abbildung 4.12 scheint es zunächst so, als ob eine Dämpfung von $i_{\gamma 1}$ in dem Sechseck in blau, welches um den Anteil $\underline{u}'_{\alpha\beta 1}$ (vgl. Gl. (4.7)) größer ist als die Überschneidung des roten und grünen Dreiecks, möglich ist. Tatsächlich steigt dort $i_{\gamma 1}$ deutlich an, sobald $\underline{u}'_{\alpha\beta}$ das innere Sechseck (rot-grün) anschneidet. Dieser Effekt wird erst in Abbildung 4.13 deutlich. Während im Inkreis des inneren Sechsecks ($|\underline{u}'_{\alpha\beta}| < 1/3U_{dc}$, vgl. Abb. 2.9) der Gleichtaktstrom quasi vollständig unterdrückt wird, gelingt dies unweit außerhalb, auf dem Umkreis ($|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 2\sqrt{3}/9U_{dc}$), nur noch an den Ecken des inneren Sechsecks ($\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = \pi/6, 3\pi/6, 5\pi/6, \dots$) annähernd so gut. Bereits auf dem Inkreis ($|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 1/3U_{dc}$) fehlt USR 2 die Stellreserve um den Gleichtaktstrom zu allen Zeitpunkten einer Grundschwingungsperiode ideal zu unterdrücken. In beiden Fällen bilden sich die Maxima an den Stellen von $\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = 0, \pi/3, 2\pi/3, \dots$ aus, denn die über eine Pulsperiode gemittelte Spannung $|\bar{u}_{\gamma 1}|$ erreicht jeweils an den Sektorgrenzen ihren Höchstwert. Das resultiert aus der AZSPWM, weil dabei alle gemittelten Spannungsvektoren auf den Flächen landen, welche von den beiden aktiven, dem jeweiligen Sektor direkt benachbarten RV aufgespannt wird (ausgehend vom Koordinatenursprung, vgl. Abschn. 2.3).

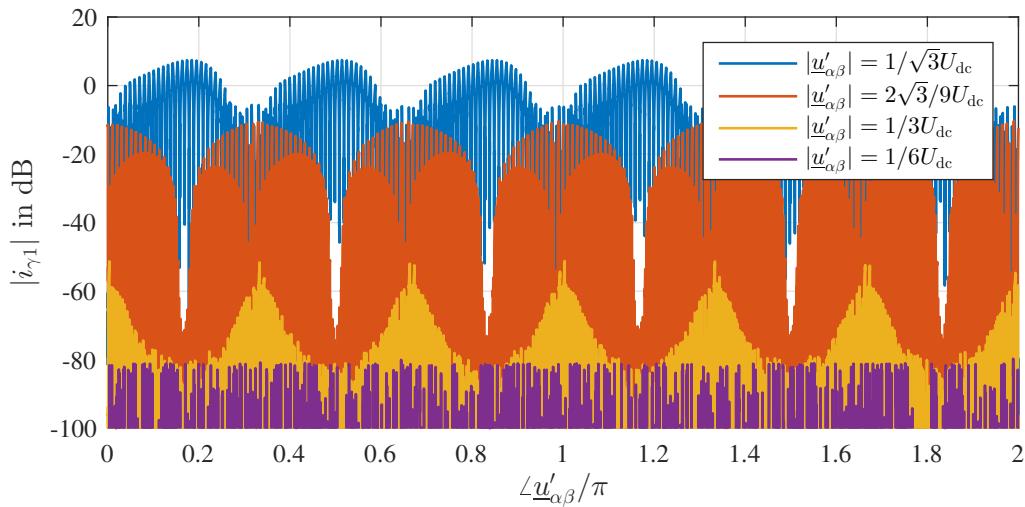


Abbildung 4.13: Gleichtaktströme für ausgewählte Modulationsgrade, dabei entspricht $1/3U_{dc}$ dem Inkreis des inneren Sechsecks und $2\sqrt{3}/9U_{dc}$ dessen Umkreis, $1/\sqrt{3}U_{dc}$ der linearen Aussteuerergrenze; 0dB: 1A

Die Maxima von $i_{\gamma 1}$ bilden sich an der linearen Aussteuergrenze ($|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 1/\sqrt{3}U_{dc}$) in den Bereichen, die durch keines der beiden Dreiecke abgedeckt werden ($\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = \pi/6, 3\pi/6, 5\pi/6, \dots$). Die Ursache dafür liegt zum einen darin, dass an den Außenkanten des Sechsecks die Stellreserve von USR 2 in γ -Richtung nur noch minimal ist. Zum anderen werden von USR 1 zunehmend nur noch die beiden direkt benachbarten, aktiven RV geschaltet, wodurch $u_{\gamma 1}$ für lange Zeiten eines PWM-Taktes konstant bleibt. Zu den Sektorgrenzen hin nimmt $i_{\gamma 1}$ ab, da, ähnlich wie bei der RZM im vorigen Abschnitt, von USR 1 in zunehmendem Maß die RV ausgegeben werden deren γ -Potenzial auf einem angrenzenden dreieckförmigen Aussteuerbereich liegen. Dort ist USR 2 in der Lage, einer Potenzialdifferenz im γ -Stromkreis entgegenzuwirken. Denn durch Einhalten von Forderung 2 (s. Gl. 4.12) liegen die beiden Spannungsvektoren \underline{u}_{C1}^* und \underline{u}_{C2} nahe beieinander.

Der Verzerrungsanteil des Laststromes kann in Analogie zum vorigen Abschnitt für den Modulationsbereich, für den $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| \leq 1/\sqrt{3}U_{dc}$ gilt, ausgeglichen werden (s. Abb. 4.11a). Hier besitzt auch Abbildung 4.10 ihre Gültigkeit. Zusammenfassend gilt daher der Inkreis des inneren Sechsecks mit

$$|\underline{u}'_{\alpha\beta, \text{lin, max}}| = \frac{U_{dc}}{3}. \quad (4.15)$$

als lineare Aussteuergrenze, innerhalb derer sowohl ein ideal sinusförmiger Laststrom als auch eine optimale Dämpfung des Gleichtaktstromes sichergestellt werden können.

Für die Begrenzung des Spannungsvektors \underline{u}_{C1}^* können auch andere Kriterien wie bisher angewendet werden (vgl. Abb. 4.8). Überschreitet \underline{u}_{C1}^* den Parallelepiped so können alternativ statt des γ -Anteils auch die α - und β -Anteile des Vektors limitiert werden, während die γ -Komponente ihren Wert bis maximal $\pm 1/2 U_{dc}$ behält. Das bedeutet, dass der Regelung des Nullstromes eine höhere Priorität als der Regelung des Nutzsignales eingeräumt wird. Ein solcher Ablauf ist in Abbildung 4.14 verdeutlicht. Diese Variante ermöglicht zwar eine ideale, aktive Dämpfung des Gleichtaktstromes über den gesamten Modulationsbereich, führt jedoch zu einer erheblichen Zunahme des Verzerrungsstromes $i_{\alpha\beta, \text{VZ}}$ wie in Abbildung 4.15 illustriert. In den Bereichen die von keinem der beiden Aussteuerbereiche abgedeckt werden (vgl. weiße Bereiche in Abb. 4.6b), wird der Spannungszeiger $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ stark gekürzt, da dort keines der beiden γ -Potenziale von $\pm 1/6 U_{dc}$ erreicht werden kann. Die Minima von $|i_{\alpha\beta, \text{VZ}}|$ ergeben sich somit in etwa bei $\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = 0, \pi/3, 2\pi/3, \dots$. Nach der Beschränkung von $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ lässt sich die Gleichung (4.7) nicht mehr wie gewünscht erfüllen. Weil die Terme $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$, $\underline{u}'_{\alpha\beta 1}$ und $\underline{e}'_{\alpha\beta}$ festgelegt sind, ergibt sich ein Laststrom $\hat{i}_{\alpha\beta}$, damit Gleichung (4.7) wahr bleibt.

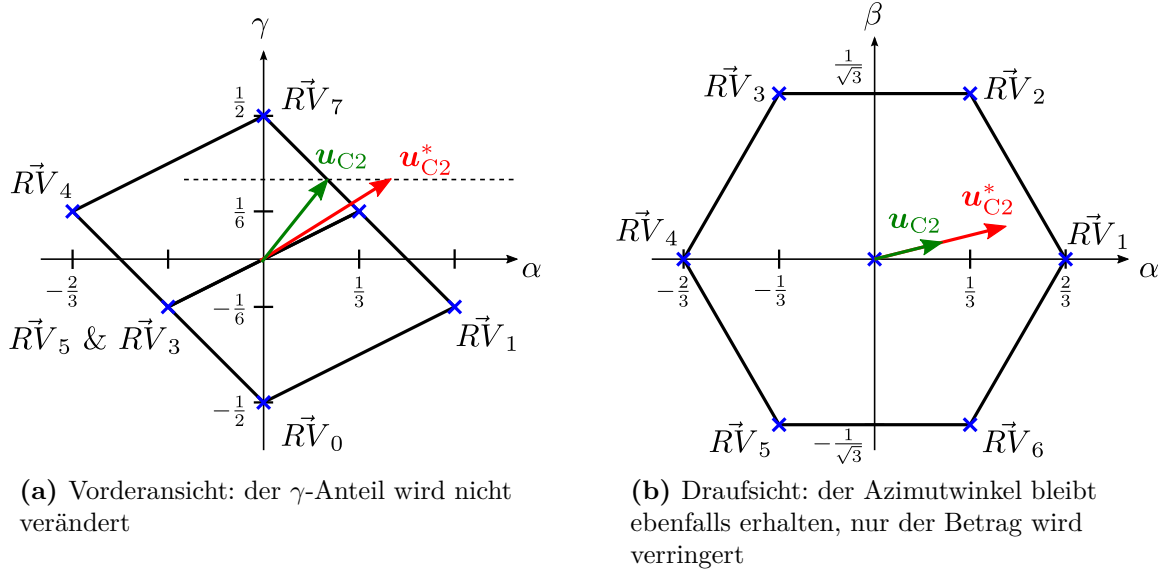


Abbildung 4.14: Variation der $\alpha\beta\gamma$ -Begrenzung, rot: Spannungsvektor außerhalb des Aussteuerbereichs, grün: Spannungsvektor nach der Begrenzung

Das Primärziel des Stromrichters in Hybridstruktur, einen verzerrungsfreien Laststrom zu gewährleisten, wäre damit verfehlt.

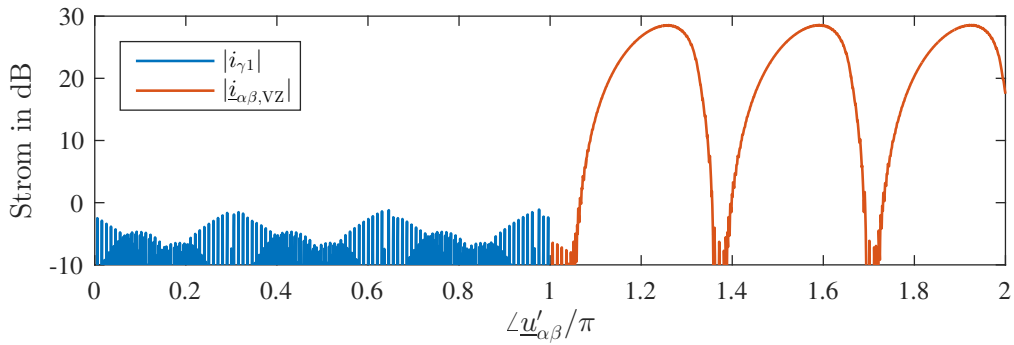


Abbildung 4.15: Gleichtakt- und Verzerrungsstrom für $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| \approx 1/2 U_{dc}$ bei unterschiedlichen Begrenzungsarten von \underline{u}_{C2}^* : bei $\omega t = \pi$ wird von Variante 1 (s. Abb. 4.8) auf Variante 2 (s. Abb. 4.14) umgeschaltet; 0 dB : 1 A

4.2 Vereinfachte Betrachtung

4.2.1 Voraussetzungen

Die Annahme, dass USR 2 in der Lage ist, kontinuierliche Spannungen auszugeben, gilt für die praktische Umsetzung nicht. In der Tat muss der kurzzeitige Mittelwert des Spannungsvektors \underline{u}_{C2} durch die diskreten RV synthetisiert werden. Das ideale Modell aus Abschnitt 4.1.2 wird um diese Randbedingung erweitert, wodurch die Effekte der Modulation von USR 2 bewertet werden können. Zusätzliche Einflüsse, die bei der praktischen Umsetzung entstehen, wie etwa Tot- oder Signalaufzeiten, sollen in einem zweiten Schritt ebenso Beachtung finden.

4.2.2 Modelladaption

Bedingt durch die Modulation kann USR 2 den Spannungsvektor aus (4.14) nicht exakt nachbilden. Das vereinfachte $\alpha\beta$ -ESB aus Abbildung 4.2 lässt sich mit Hilfe der Fourier-Analyse weiter aufspalten. So können unter Zuhilfenahme des Superpositionsprinzips für unterschiedliche Frequenzanteile jeweils einzelne ESB für das lineare System entwickelt werden. Diese sind in Abbildung 4.16 abgebildet. Nur für die Grundschiwingung mit $\omega = \omega_1$ ist die sinusförmige Gegenspannung wirksam (s. Abb. 4.16a). Neben der skalierten Grundschiwingung von USR 1 ($\underline{u}'_{\alpha\beta 1,1}$) ist an dieser Stelle auch die Grundschiwingung von USR 2 ($\underline{u}_{\alpha\beta 2,1}$) enthalten. Der Grundschiwungsanteil des Laststromes $\underline{i}_{\alpha\beta,1}$ soll allerdings nur durch USR 1 erzeugt werden, womit sich aus Abbildung 4.1 eine Vorschrift für die Grundschiwingung von USR 2 ableiten lässt:

$$\underline{u}_{\alpha\beta 2,1} = j\omega_1 L_C \underline{i}_{\alpha\beta,1} + \underline{e}_{\alpha\beta}. \quad (4.16)$$

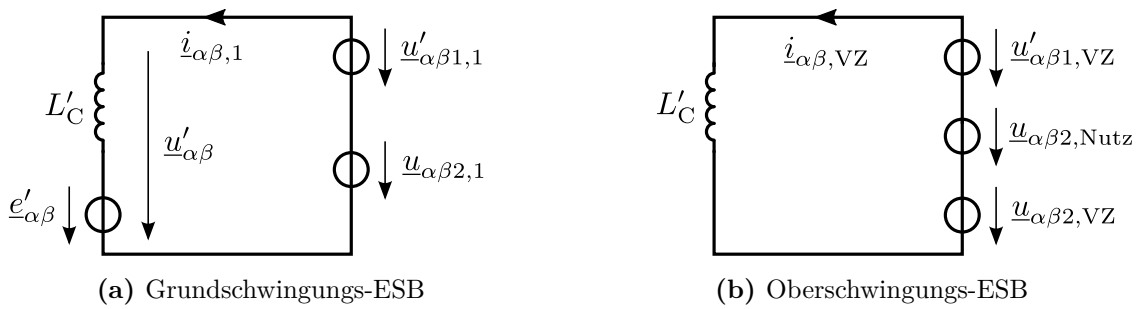


Abbildung 4.16: Aufteilung des $\alpha\beta$ -ESBs nach dem Superpositionsprinzip

Damit wird der Grundswingungsstrom $\underline{i}_{\alpha\beta,1}$ durch die Grundswingung der Ausgangsspannung von USR 1 mit

$$\underline{u}_{\alpha\beta 1,1} = \underline{e}_{\alpha\beta} + j\omega_1 (L_{C1} + L_C) \underline{i}_{\alpha\beta,1} \quad (4.17)$$

bzw. nach der Umrechnung gemäß Gleichung 4.7 mit

$$\underline{u}'_{\alpha\beta 1,1} = \frac{L_{C2}}{L_{C1}} \underline{e}_{\alpha\beta} + j\omega_1 \left(\frac{L_C L_{C2}}{L_{C1}} + L_{C2} \right) \underline{i}_{\alpha\beta,1} \quad (4.18)$$

bestimmt.

Durch die Modulation des Ausgangsspannungsvektors \underline{u}_{C1} entsteht zusätzlich zur Grundswingung $\underline{u}'_{\alpha\beta 1,1}$ ein Verzerrungsanteil $\underline{u}'_{\alpha\beta 1,VZ}$. Der USR 2 hat die Aufgabe, diesen Verzerrungsanteil zu kompensieren, weshalb dessen eigentliches Nutzsignal im Oberschwingungs-ESB in Abbildung 4.16b enthalten ist. Im Verlauf der idealen Betrachtung (s. Abschn. 4.1) konnte die Forderung

$$\underline{u}_{\alpha\beta 2,Nutz} = -\underline{u}'_{\alpha\beta 1,VZ} = -\frac{L_{C2}}{L_{C1}} \underline{u}_{\alpha\beta 1,VZ} \quad (4.19)$$

innerhalb der Aussteuergrenzen vollends erfüllt werden, womit

$$\underline{i}_{\alpha\beta,VZ} = 0 \quad (4.20)$$

immer erreicht wird. Durch die Modulation von USR 2 kommt nun allerdings eine weitere Verzerrungsspannung $\underline{u}_{\alpha\beta 2,VZ}$ hinzu, die zusätzlich zum eigentlichen Nutzsignal einen weiteren Stromfluss ($\underline{i}_{\alpha\beta 2,VZ}$) im Oberschwingungs-ESB verursacht.

Auch für die beiden Last-ESB aus Abbildung 4.3 ließen sich wiederum überlagerte Grundswingungs- bzw. Nutzsignal- und Oberschwingungs-ESB bilden. Der Strom aus USR 1 kann in

$$\underline{i}_{\alpha\beta 1} = \underline{i}_{\alpha\beta,1} + \underline{i}_{\alpha\beta 1,VZ} \quad (4.21)$$

aufgespalten werden. Der Sollwert für USR 2 ist der negierte Verzerrungsstrom von USR 1. Daher ergibt sich für den Strom aus USR 2 folgende Aufteilung:

$$\underline{i}_{\alpha\beta 2} = -\underline{i}_{\alpha\beta 1,VZ} + \underline{i}_{\alpha\beta 2,VZ}. \quad (4.22)$$

Um den Spannungsvektor \mathbf{u}_{C2} durch die RV im $\alpha\beta\gamma$ -Raum synthetisieren zu können, muss die sonst gleichmäßige Aufteilung der Einschalt Dauern der Nullvektoren aufgegeben werden (s. Abschn. 3.1.1). Die Lage des projizierten Spannungszeigers in der $\alpha\beta$ -Ebene ist nach wie vor durch die Einschalt Dauern der aktiven RV bestimmt. Jedoch werden die Zeiten der Nullvektoren (t_0 und t_7) so gewählt, dass zusammen mit dem γ -Potenzial der aktiven RV die gewünschte mittlere Gleichtaktspannung am Ausgang von USR 2 ausgegeben wird. Im Extremfall entsteht so eine diskontinuierliche Modulation bei der einer der Nullvektoren gar nicht geschaltet wird.

Für das γ -ESB nach Abbildung 4.5 lässt sich ebenfalls eine Aufspaltung nach dem Superpositionsprinzip durchführen. Die unerwünschte Gleichtaktspannung entsteht zwangsläufig

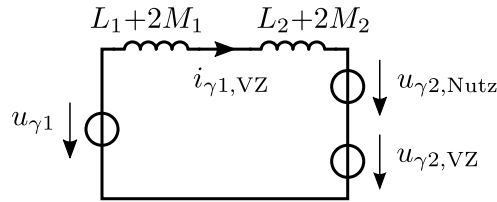


Abbildung 4.17: Oberschwingungs-ESB für den γ -Kreis

durch die Modulation mit den RV. Somit lässt sich die von USR 1 verursachte Spannung $u_{\gamma1}$ als Verzerrungsanteil interpretieren. Die γ -Komponente des Spannungsvektors von USR 2 sollte dieser Spannung bzw. dem dadurch verursachten Stromfluss entgegenwirken, weshalb es sich dabei wiederum um das eigentliche Nutzsignal

$$u_{\gamma2, \text{Nutz}} = u_{\gamma1} \quad (4.23)$$

von USR 2 handelt. Erwartungsgemäß tritt auch auf der γ -Komponente ein durch die Modulation von USR 2 bedingter Verzerrungsanteil auf:

$$u_{\gamma2} = u_{\gamma2, \text{Nutz}} + u_{\gamma2, \text{VZ}} \quad (4.24)$$

Im Gegensatz zu den Überlegungen für den $\alpha\beta$ -Kreis existiert keine Grundschwingung, weshalb nur ein Oberschwingungs-ESB bleibt, wie es in Abbildung 4.17 gezeigt ist. Daher gilt auch

$$i_{\gamma1} = i_{\gamma1, \text{VZ}} \quad (4.25)$$

In der Ungleichung (4.12) wird ein möglichst großes Verhältnis zwischen den Induktivitäten L_{C1} und L_{C2} gefordert. Anhand der beiden Oberschwingungs-ESB für den $\alpha\beta$ - und den γ -Stromkreis (s. Abb. 4.16b und 4.17) erscheint es jedoch sinnvoll, die Induktivität L_2 nicht beliebig klein zu wählen, denn sie wirkt innerhalb der virtuellen Induktivität L'_C dämpfend auf die durch Verzerrungsspannungen ($\underline{u}_{\alpha\beta2,VZ}$ und $u_{\gamma2,VZ}$) verursachten Verzerrungsströme (je nach Koppelfaktor k_2 auf $\underline{i}_{\alpha\beta,VZ}$ und $i_{\gamma1,VZ}$). Dabei ist von Bedeutung, dass effektiv ein Vielfaches von L_2 im $\alpha\beta$ -ESB wirkt, denn nach (4.7) gilt

$$L'_C = L_C + L_{C2} \left(\frac{L_C}{L_{C1}} + 1 \right). \quad (4.26)$$

Eine analytische Quantifizierung der soeben hergeleiteten Verzerrungsspannungen und den dadurch verursachten Strömen, ähnlich wie für Standardanwendungen mit einem USR nach den Ansätzen in [22, S. 241 ff.] und [26, S. 140 ff.], stellt sich als schwierig dar. Weil sie vor allem von den Sollwerten, in diesem Fall letztendlich von den Verzerrungsspannungen von USR 1 abhängig sind, erweist sich selbst ein analytischer Ansatz im Frequenzbereich als problematisch. Stattdessen ist die Simulation zielführend, die im folgenden Unterabschnitt dargelegt wird.

4.2.3 Simulation

Das Simulationsmodell nach Abbildung 4.7 wird insofern abgeändert, als dass der Sollspannungsvektor aus dem Zustandsregler \mathbf{u}_{C2}^* mit der zuvor erläuterten dreidimensionalen RVM synthetisiert wird. Weiterhin wird das einfache Hardware Modell, bestehend aus Spannungsquellen in drei separaten Stromkreisen, durch ein realistisches Modell ersetzt. Darin wird nun die komplette Verschaltung der beiden Stromrichter mit Last so nachgebildet wie sie auch im späteren Prüfaufbau vorzufinden ist. Ein detaillierter Aufbau des Hardware Modells ist in Anhang A.3 zu finden. In Abbildung 4.18 ist das gesamte modifizierte Simulationsmodell abgebildet.

Eine Begrenzung des Spannungsvektors \mathbf{u}_{C2}^* in α -, β - und γ -Richtung ist im Modulator enthalten, da durch die Linearkombination der RV ohnehin nur Spannungsvektoren innerhalb des Aussteuerbereiches realisiert werden können. Der Sollspannungsvektor wird dabei zugunsten unveränderter $\alpha\beta$ -Komponenten in γ -Richtung reduziert (s. Abb. 4.8).

In dem Hardware Modell sind die leistungselektronischen Komponenten vereinfacht nachgebildet (Approximation der Schaltvorgänge durch Geradenabschnitte), was auch nötig ist,

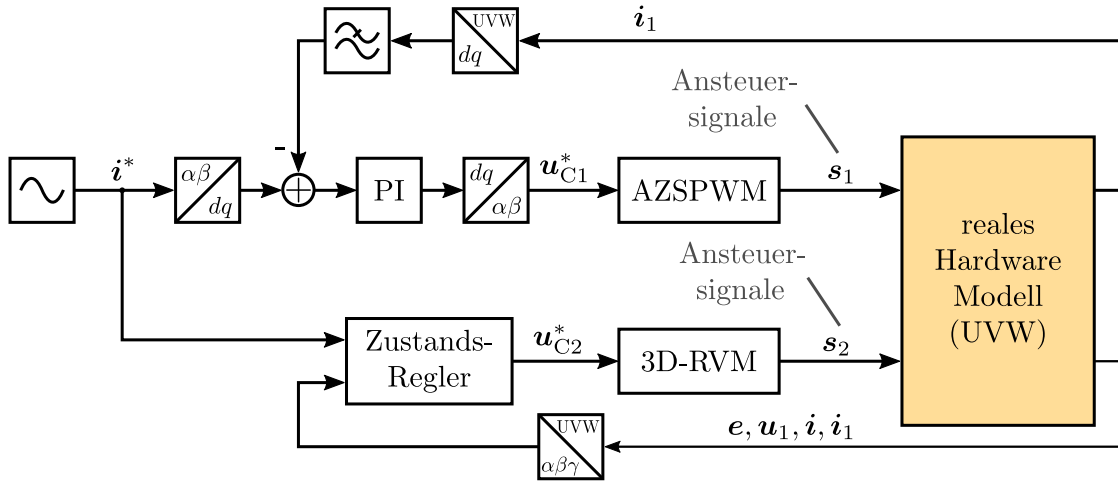


Abbildung 4.18: Blockschaftbild zum Aufbau des Simulationsmodells

um die Simulationszeit auf ein akzeptables Minimum zu reduzieren. Qualitativ hat diese Abstraktion jedoch keinen nennenswerten Einfluss auf die Simulationsergebnisse. Das Modell beinhaltet die Laufzeiten, welche durch die Übertragung der Ansteuersignale entstehen. Zudem sind auch die realen Verriegelungszeiten (t_{DT}) implementiert, welche bei jeder Schalthandlung eines Brückenzeuges eingehalten werden müssen. Diese führen bei der PWM je nach Stromfluss zu einer Anhebung oder Absenkung der gemittelten Ausgangsspannung, was i.d.R. durch eine zusätzliche Regelung kompensiert werden muss [36].

In Abbildung 4.19 sind, wie auch im Abschnitt 4.1.3, der Betrag des Last-Verzerrungsstromes und der Betrag des Gleichtaktstromes über dem gesamten linearen Modulationsbereich dargestellt. Die Schaltfrequenz von USR 2 wurde dabei gezielt auf ein nicht ganzzahliges Vielfaches der Schaltfrequenz von USR 1 eingestellt, um Überlagerungen im Spektrum aufzutrennen. Aus Abbildung 4.19a geht hervor, dass der Verzerrungsstrom im Vergleich zur idealen Betrachtung nicht über den gesamten Aussteuerbereich kompensiert werden kann. Im Randbereich zeigen sich die Einflüsse der Modulation von USR 2 und der Laufzeiten im System, die durch die fehlende Stellreserve nicht mehr ausgeglichen werden können. Es resultiert eine Instabilität wie sie auch schon bei Kürzung der α - und β -Komponente des Spannungsvektors u_{C2} in Abbildung 4.15 gezeigt wurde. Für die übrigen Modulationsgrade innerhalb der Aussteuerergrenze ist der Betrag des Verzerrungsanteils annähernd gleich. In Abbildung 4.20 ist dieser Effekt deutlicher dargestellt, wo der Verlauf des Verzerrungsstrom-Betrages über einen vollen Umlauf für unterschiedliche Modulationsgrade aufgetragen ist.

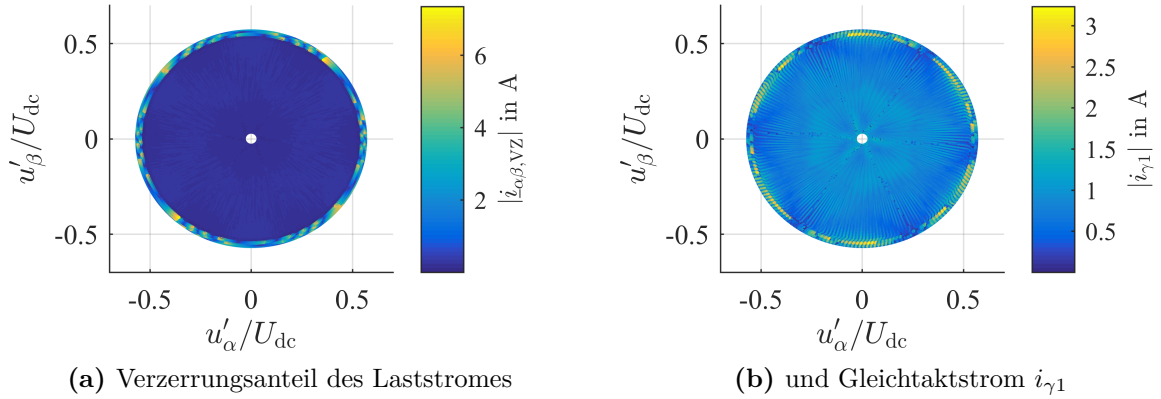


Abbildung 4.19: für unterschiedliche Modulationsgrade bei $f_{\text{sw}2} = 100\text{kHz}$

Für den Gleichtaktstrom zeichnet sich ein anderes Bild ab, als es aus der idealen Betrachtung bekannt ist (vgl. Abb. 4.12). Aus Abbildung 4.19b wird deutlich, dass $i_{\gamma 1}$ im Kernbereich nicht vollständig unterdrückt werden kann. Dagegen positionieren sich die Maxima und Minima im Randbereich ähnlich wie in der idealen Theorie. Der Betrag verhält sich hingegen moderat und das nahezu über den gesamten Modulationsbereich hinweg. Das liegt daran, dass bei dem Modulationsverfahren für USR 2 beide Nullvektoren innerhalb eines PWM-Taktes ausgegeben werden. Durch deren unübertreffliches γ -Potential (im Gegensatz zu USR

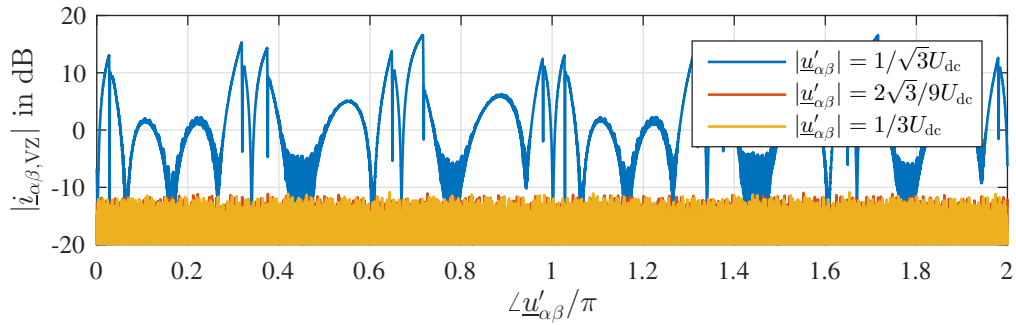


Abbildung 4.20: Last-Verzerrungsstrom für ausgewählte Modulationsgrade bei $f_{\text{sw}2} = 100\text{kHz}$, im Randbereich fehlt die Stellreserve zur Kompensation während der Verzerrungsstrom für die übrigen Aussteuergrade nahezu im Rauschen verschwindet; 0dB: 1A

2 verwendet USR 1 keine Nullvektoren) ändert $i_{\gamma 1}$ mit großer Wahrscheinlichkeit¹ zweimal pro Schaltperiode seine Richtung. Der Maximalwert ist damit nur noch abhängig von der Zwischenkreisspannung, der im γ -Kreis wirksamen Induktivität und der Einschaltdauer eines Nullvektors. Deutlich wird das im Inneren des Kreises, bei kleinen Aussteuergraden, wo USR 2 die Nullvektoren über einen vergleichsweise langen Zeitraum ausgibt. Dabei bildet sich an den Sektorgrenzen für $|i_{\gamma 1}|$ ein Maximum, dazwischen jedoch ein Minimum aus. Denn an den Sektorgrenzen ist das Einschaltdauer-Verhältnis der vier, pro PWM-Periode applizierten RV unausgewogen. Es wird überwiegend einer der beiden aktiven RV geschaltet. Dessen lange wirkendem γ -Potential wirkt der Modulator durch entsprechend langes Einschalten eines Nullvektors entgegen, weshalb der Gleichtaktstrom in dieser Zeit hohe Werte erreicht. Sind die Einschalt Dauern der aktiven RV innerhalb einer Schaltperiode in etwa gleichmäßig, so überträgt sich dies im weitesten Sinne auch auf die Einschalt dauern der Nullvektoren was letztendlich zu kleinen Amplituden des Nullstromes innerhalb der Sektoren führt. Dieser Sachverhalt wird durch Abbildung 4.21 hervorgehoben, wo der Stromverlauf für eine Grundschwingungsperiode aufgerollt ist.

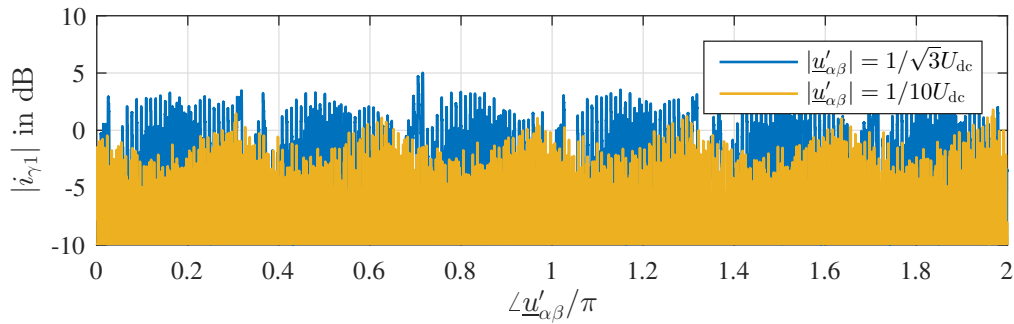


Abbildung 4.21: Gleichtaktstrom für ausgewählte Modulationsgrade bei $f_{sw2} = 100\text{kHz}$, bei kleinem Aussteuergrad ist eine Erhöhung an den Sektorgrenzen deutlich sichtbar; 0dB: 1A

Die Einschaltdauer der Nullvektoren wird entscheidend von der Schaltfrequenz, mit der USR 2 betrieben wird, beeinflusst. Abbildung 4.22 stellt diesen Zusammenhang dar. Der Gleichtaktstrom kann ab einer etwa zehnfach höheren Schaltfrequenz von USR 2 im Vergleich zu USR 1 deutlich gesenkt werden. Eine weitere Erhöhung von f_{sw2} hat keinen entschei-

¹ Nur wenn das Schaltmuster von USR 2 ausschließlich aus einem einzigen aktiven RV besteht, ist ein Richtungswechsel von $i_{\gamma 1}$ nicht mehr sicher. Diese Situation tritt nur dann auf, wenn $\underline{u}_{\alpha\beta 2}^*$ in einer der Ecken des äußeren Sechseckes zu liegen kommt.

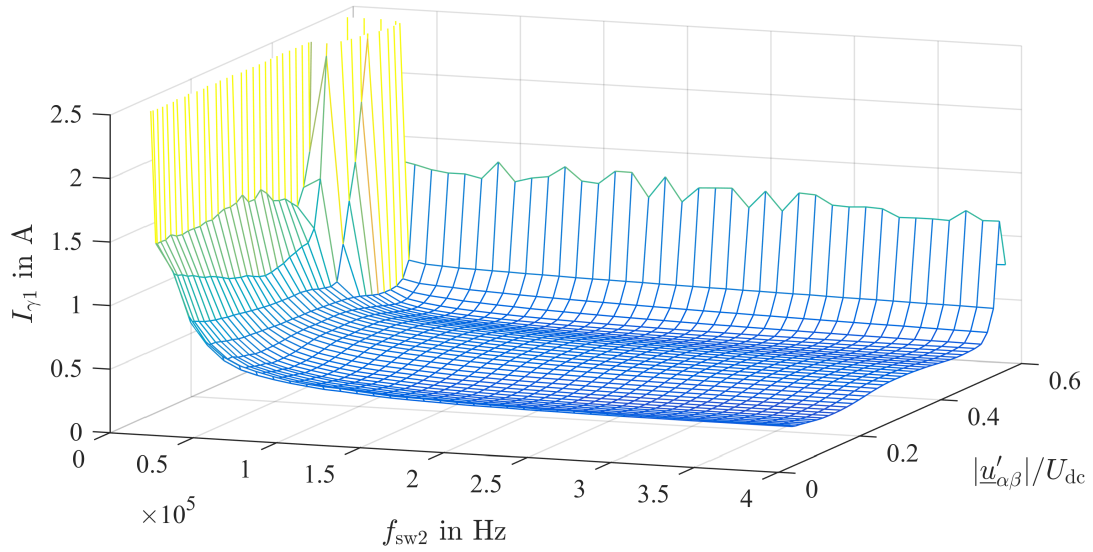


Abbildung 4.22: Effektivwert $I_{\gamma 1}$ binnen einer Grundswingungsperiode in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz für USR 2 und dem Modulationsgrad

den Einfluss mehr auf den Effektivwert von $i_{\gamma 1}$. Die Bedeutung des Modulationsgrades ist vergleichsweise gering. Jedoch lässt sich ein Anstieg feststellen, sobald das innere Sechseck (vgl. Abb. 4.12) überschritten wird, was im Einklang mit den Überlegungen aus der idealen Betrachtung ist.

Für den Verzerrungsanteil im Laststrom ergibt sich ein weitaus deutlicherer Zusammenhang, der aus Abbildung 4.23 beispielhaft für die Phase U entnommen werden kann. Für die beiden anderen Phasen ergeben sich qualitativ gleichwertige Verläufe. Auch hier führt eine Schaltfrequenz von $f_{sw2} \approx 90\text{kHz}$ zu einer signifikanten Reduktion des verbleibenden Verzerrungsstromes. Für eine höhere Dämpfung bei geringeren Schaltfrequenzen müsste die virtuelle Induktivität L'_C vergrößert werden. Dagegen führt eine weitere Erhöhung von f_{sw2} überraschenderweise statt zu abnehmendem $|i_{\alpha\beta, \text{VZ}}|$ zu einem linearen Anstieg. Die Wirkung von USR 2 nimmt bei Schaltfrequenzen über 90kHz linear ab, weil zunehmend Störeffekte der Hardware (Laufzeiten, Totzeiten etc.) an Einfluss gewinnen, was den Verzerrungsstrom ansteigen lässt. Die Auswirkungen des Modulationsgrades fallen gering aus und decken sich mit Abbildung 4.19a.

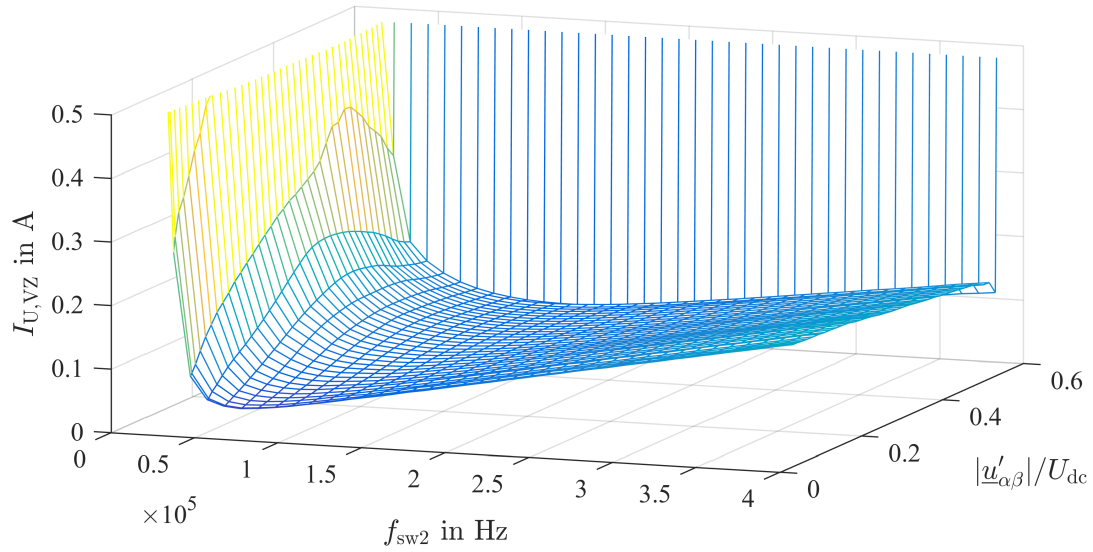


Abbildung 4.23: Effektivwert $I_{U,VZ}$ über eine Grundswingungsperiode in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz für USR 2 und dem Modulationsgrad

Das Spektrum des Laststromes weist den für eine PWM typischen Verlauf auf, welcher in Abbildung 4.24 beispielhaft für i_α bei interessanten Modulationsgraden gezeigt ist. Die Kompensation des Verzerrungsstromes $\hat{i}_{\alpha\beta 1,VZ}$ ist aufgrund des weitgehend realen Hardware Modells nicht ideal. Das führt dazu, dass Gleichung (4.19) nicht vollständig erfüllt werden kann und somit die Trägerbänder aus der Modulation von USR 1 weiterhin im Spektrum des Laststromes vorhanden sind. Zusätzlich dazu entsteht eine Intermodulation mit den Trägerbändern von USR 1 und denjenigen die aus der Modulation von USR 2 hervorgehen (s. Detailansicht in Abb. 4.24). Da für die Simulation ein ungeradzahliges Verhältnis der Schaltfrequenzen gewählt wurde, überlappen sich die aus diesen beiden Effekten entstandenen Oberschwingungen.

Abbildung 4.25 zeigt den Spektralverlauf in Abhängigkeit des Modulationsgrades. Wie gewöhnlich nehmen die Amplituden der um die Trägerfrequenz gelagerten Grundfrequenzanteile ($f_{sw2} \pm n f_1$) mit steigendem Modulationsgrad zu. Dies gilt jedoch nur für USR 2 denn für $f_{sw1} \pm n f_1$ bleibt die Amplitude über den gesamten Modulationsbereich nahezu konstant. Das lässt auf eine homogene Dämpfung der Oberschwingungen von USR 1 in nahezu allen Arbeitspunkten schließen.

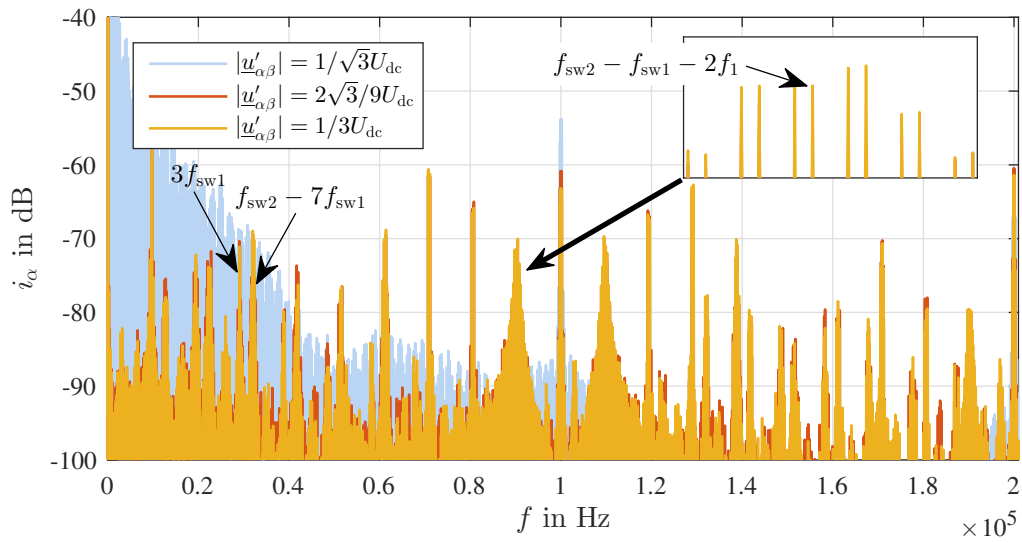


Abbildung 4.24: Spektrum des Laststromes i_α bei ausgewählten Modulationsgraden mit den Schaltfrequenzen $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$ und $f_{sw2} = 100\text{kHz}$; Darstellungsbereich wurde auf max. -40dB begrenzt; $0\text{dB}: \hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$

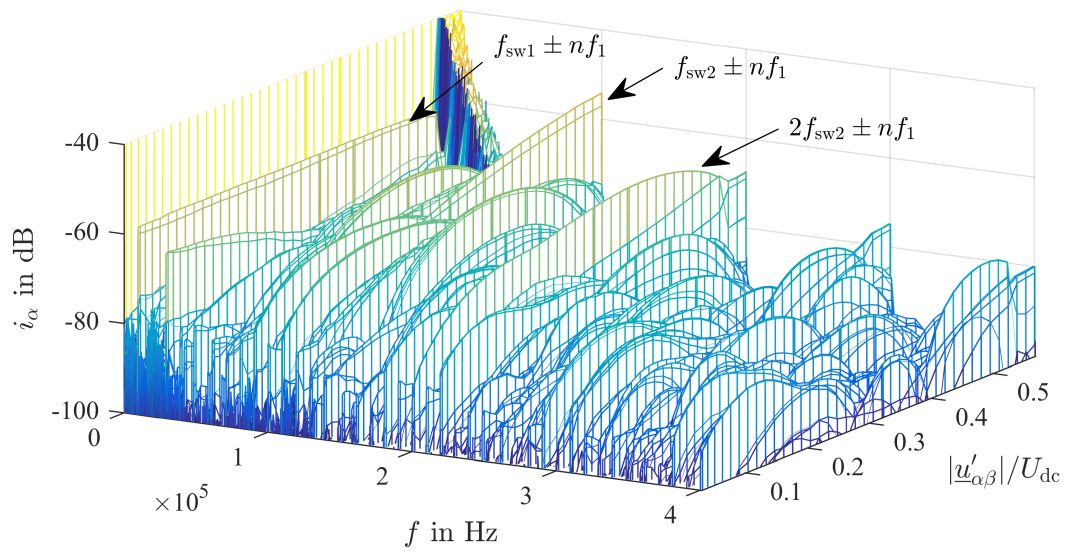


Abbildung 4.25: Spektrum des Laststromes i_α in Abhängigkeit des Modulationsgrades mit den Schaltfrequenzen $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$ und $f_{sw2} = 100\text{kHz}$, Darstellungsbereich wurde auf max. -40dB begrenzt; $0\text{dB}: \hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$

Um die Frage nach Einsparmöglichkeiten für passive Bauteile beantworten zu können, wurde ein konventioneller USR, ohne weitere Induktivitäten, anstelle des Stromrichters in Hybridstruktur am PCC an die Last angeschlossen. Der Stromrichter wurde mit einer RZM bei einer Schaltfrequenz von wiederum $f_{sw} = 9,7\text{kHz}$ simuliert. Der Last-Verzerrungsstrom wurde für unterschiedliche Modulationsgrade ausgewertet und dessen Effektiv- bzw. Spitzenwert mit denen aus der vorangegangenen Simulation des Stromrichters in Hybridstruktur verglichen. Dies ist in den Abbildungen 4.26 und 4.27 dargestellt. Die homogene Dämpfung

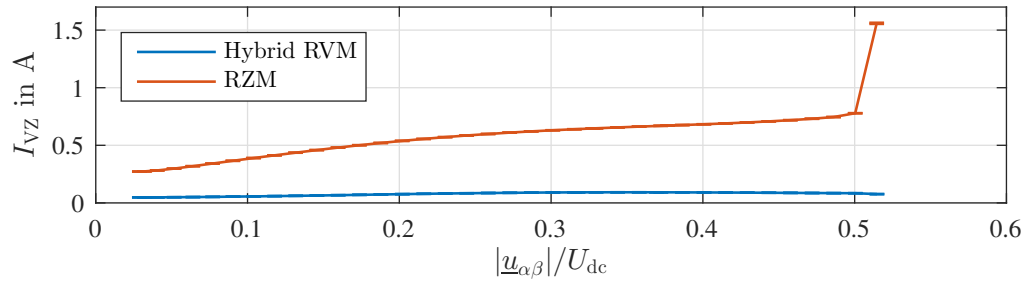


Abbildung 4.26: über die drei Phasen gemittelten Effektivwerte des Last-Verzerrungsstromes für den Stromrichter in Hybridstruktur mit 3D-RVM (blau) und einen konventionellen Stromrichter (rot) bei unterschiedlichen Modulationsgraden und gleicher Last; $f_{sw2} = 100\text{kHz}$

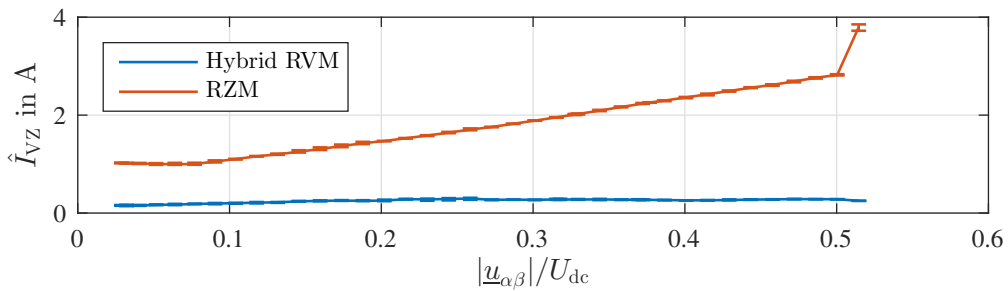


Abbildung 4.27: über die drei Phasen gemittelten Spitzenwerte des Last-Verzerrungsstromes für den Stromrichter in Hybridstruktur mit 3D-RVM (blau) und einen konventionellen Stromrichter (rot) bei unterschiedlichen Modulationsgraden und gleicher Last; $f_{sw2} = 100\text{kHz}$

des Verzerrungsstromes durch den Stromrichter in Hybridstruktur wird in beiden Grafiken nochmals deutlich sichtbar. Der Verzerrungsanteil lässt sich sowohl im Effektivwert als auch im Spitzenwert um ein Vielfaches mindern. Um ähnlich niedrige Verzerrungsströme mit dem konventionellen Stromrichter erzielen zu können, muss die wirksame Last-Induktivität erhöht werden. Es ist jedoch durchaus möglich, effektivere Filterschaltungen einzusetzen (s. Abschn.

3.2.1) was allerdings den Vergleich erschweren würde. Aus Abbildung 4.28 wird deutlich, dass die Verzerrungsströme des konventionellen Stromrichters erst bei einer Last-Induktivität ab circa 5mH in dem Zielbereich liegen, welche mit dem Stromrichter in Hybridstruktur erreicht werden. Der Einsatz passiver Bauteile fällt bei der Konfiguration des Stromrichters in Hybridstruktur mit L_1 und L_2 deutlich geringer aus. Diese beiden Induktivitäten erreichen einen Wert von $L_1 + L_2 < 1,2\text{mH}$ was eine Reduzierung um den Faktor > 4 bedeutet und deshalb auf ein hohes Potential zur Einsparung schließen lässt.

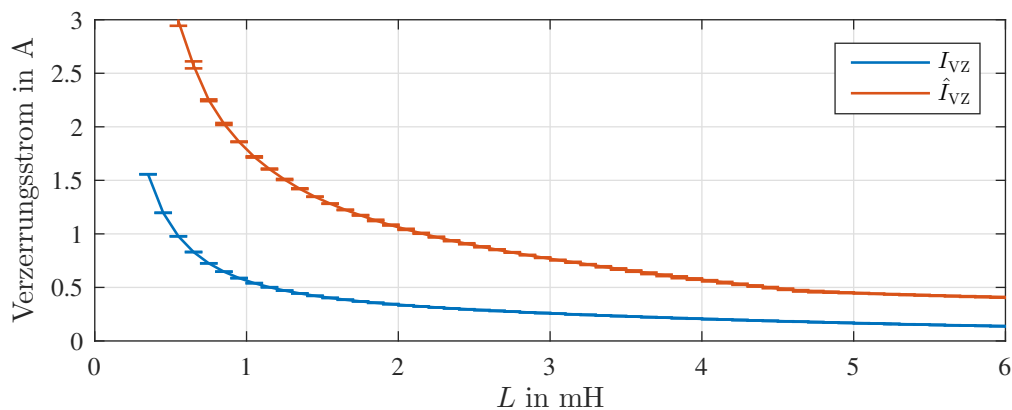


Abbildung 4.28: über die drei Phasen gemittelten Effektiv- und Spitzenwerte des Last-Verzerrungsstromes für einen konventionellen Stromrichter mit RZM bei unterschiedlicher Last-Induktivität; $f_{sw} = 9,7\text{kHz}$, $|\underline{u}_{\alpha\beta}| = 1/3 U_{dc}$; Darstellungsbereich wurde auf max. 3A begrenzt

4.3 Weitgehend genaue Betrachtung

4.3.1 Voraussetzungen

Die bisherigen Untersuchungen setzten einen idealen Regler für den zweiten USR voraus, der die bestmögliche Sollspannung liefert und so maßgeblich zu einem optimalen Laststrom beiträgt. Jedoch wird in der Praxis der Einsatz von solchen modellbasierten Reglern durch folgende Umstände erschwert:

- Das hinterlegte Modell, welches die Hardware abbildet, muss weitreichend genau sein. Dabei treten Schwierigkeiten auf, von denen einige beispielhaft erwähnt sind:
 - Die Identifizierung von parasitären Elementen gestaltet sich als komplex. Gerade die für hohe Schaltfrequenzen relevanten kapazitiven und induktiven Komponenten

wie z.B. Kapazitäten in Wicklungen und in Kabelschirmungen können nur schwer festgemacht werden.

- Nichtlinearitäten, die mit dem Arbeitspunkt variieren, müssen vom Modell berücksichtigt werden, was eine genaue Kenntnis der Last voraussetzt.
- Die nicht idealen Eigenschaften der beiden USR wie z.B. Totzeiten, Durchlassverluste, Schaltzeiten sollten im Modell Beachtung finden.
- Die Kenntnis der exakten Lage des Gegenspannungszeigers $\underline{e}_{\alpha\beta}$ ist von großer Bedeutung für die Berechnung der Sollspannung von USR 2. Daher stellt die Erfassung von $\underline{e}_{\alpha\beta}$ hohe Anforderungen an die Messtechnik bezüglich der Latenz und Genauigkeit. Da $\underline{e}_{\alpha\beta}$ i.d.R. nicht direkt messbar ist, ist die Berechnung von $\underline{e}_{\alpha\beta}$ z.B. aus dem Lastspannungszeiger eine weitere Störgröße für die ideale Regelung.
- Der erhöhte Bedarf an Rechenleistung für das Zustandsraummodell kann für bereits existierende Regelplattformen problematisch sein.

Diese Herausforderungen sind die Triebfeder für ein alternatives, direktes Stromregelverfahren für USR 2. Dieses soll in der Lage sein, innerhalb der zulässigen Aussteuergrenzen (s. Abschn. 4.1.3) eine möglichst ideale Kompensation des Last-Verzerrungsstromes und gleichzeitige Unterdrückung des Gleichtaktstromes zwischen den beiden USR zu ermöglichen.

4.3.2 Funktionsweise des Regelverfahrens für USR 2

Die Verbindung auf der Gleichspannungsseite und die damit einhergehende Verkopplung der beiden USR im γ -Stromkreis führt dazu, dass herkömmliche direkte Stromregelverfahren, die lediglich in der $\alpha\beta$ -Ebene arbeiten, nicht zur Regelung von USR 2 eingesetzt werden können. Genau betrachtet führt die unterschiedliche Dynamik beider USR dazu, dass der im Vergleich zu USR 1 schnell taktende USR 2 in der Lage sein muss, über mehrere Schalthandlungen hinweg ein konstantes $u_{\gamma 2}$ -Potenzial ausgeben zu können. Stellt beispielsweise der langsam taktende USR 1 für längere Zeit \vec{RV}_1 ein, dann kann ein Nullstrom nur verhindert werden, wenn USR 2 die \vec{RV}_1 , \vec{RV}_3 oder \vec{RV}_5 verwendet. Alle anderen RV würden einen Stromfluss im γ -Stromkreis verursachen. Die begrenzte Anzahl der RV gestattet nur wenig Spielraum, um diese Forderung zu erfüllen. Ein entsprechendes Modulationsverfahren zur Spannungssteuerung wurde bereits vorgestellt (s. RCMV-PWM, Abschn. 3.1.1). Werden die RV nach ihrem Gleichanteil sortiert, so bilden sich vier unterschiedliche Niveaus heraus, von denen

sich das erste und letzte aus nur einem RV, jeweils einem Nullvektor, zusammensetzt. Die verbleibenden beiden Ebenen werden von je drei aktiven RV mit demselben γ -Potential aufgespannt (s. Abb. 2.7a u. 2.7b). Während mit den Nullvektoren alleine keine Stromregelung in der $\alpha\beta$ -Ebene möglich ist, genügen die jeweils drei aktiven RV, um den Stromfluss innerhalb eines eingeschränkten Aussteuerbereiches in jede α - und β -Richtung zu beeinflussen. Die Grundvoraussetzungen für ein geeignetes Regelverfahren sind somit gegeben.

Sämtliche direkten Stromregelverfahren benötigen für den Verzerrungsstrom einen Toleranzbereich, bei dessen Überschreitung die nächste Schalthandlung ausgelöst wird (s. Abschn. 3.1.2). Für die $\alpha\beta$ -Ebene erscheint eine kreisrunde Toleranzfläche mit dem Radius $I_{\alpha\beta,\delta}$ als sinnvoll, da der Betrag des Stromfehlers ($|\dot{i}_{\alpha\beta,VZ}|$) für die Qualität des Laststromes ausschlaggebend ist. Die Phasenlage des Stromfehlers ($\angle \dot{i}_{\alpha\beta,VZ}$) entscheidet darüber, welcher RV ausgegeben wird, um $\dot{i}_{\alpha\beta,VZ}$ zurück in die Toleranzfläche zu führen. Bei lediglich drei RV pro γ -Ebene bleibt nur eine gleichmäßige Unterteilung der Toleranzfläche in drei Sektoren die jeweils dem gegenüberliegenden RV zugeordnet sind. Verweilt der Regler während der RV-Wechsel auf einer γ -Ebene ($\vec{RV}_1 \leftrightarrow \vec{RV}_3 \leftrightarrow \vec{RV}_5 \leftrightarrow \vec{RV}_1$ bzw. $\vec{RV}_2 \leftrightarrow \vec{RV}_4 \leftrightarrow \vec{RV}_6 \leftrightarrow \vec{RV}_2$) so müssen stets zwei Umschaltungen im USR 2 stattfinden. Hierbei sei erwähnt, dass beide schaltenden Phasen ihr Potential gegenläufig ändern.

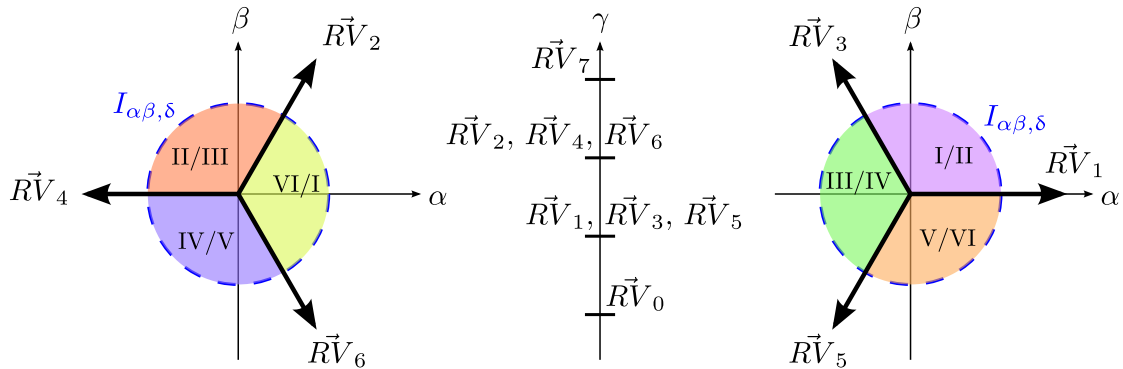


Abbildung 4.29: direktes Stromregelverfahren auf zwei Gleichtaktspannungs-Ebenen; links: Unterteilung der Toleranzfläche auf der oberen γ -Ebene mit $u_{\gamma 2} = 1/6 U_{dc}$; mitte: γ -Potential der RV; rechts: Unterteilung der Toleranzfläche auf der unteren γ -Ebene mit $u_{\gamma 2} = -1/6 U_{dc}$

Der Strom im Gleichtaktkreis wird durch die Wahl der RV zur Regelung des Stromes in der γ -Ebene beeinflusst. Da der USR 1 wegen der AZSPWM keine Nullvektoren schaltet, genügen die beiden γ -Ebenen, um Gleichung (4.13) zu erfüllen. Die in der Praxis auftretenden Effekte (z.B. Laufzeiten, Durchlassverluste) können allerdings dazu führen, dass die beiden Ebenen

mit $u_{\gamma 2} = \pm 1/6 U_{dc}$ nicht ausreichen um den Gleichtaktstrom zu Null zu regeln. Für diesen Fall wird ein zusätzlicher Toleranzband $I_{\gamma, \delta}$ in der γ -Achse definiert, bei dessen Überschreitung einer der Nullvektoren ausgegeben wird. Diese besitzen mit $u_{\gamma 2} = \pm 1/2 U_{dc}$ in jedem Fall ausreichend Stellreserve und führen somit definitiv zu einer Invertierung von $di_{\gamma 2}/dt$. Diese Überlegungen sind in Abbildung 4.29 und den Tabellen 4.2-4.3 nochmals verdeutlicht.

$ \underline{i}_{\alpha\beta, VZ} > I_{\alpha\beta, \delta}$		
$\angle \underline{i}_{\alpha\beta, VZ}$	$i_{\gamma 2} < 0$	$i_{\gamma 2} > 0$
$0^\circ - 60^\circ$	\vec{RV}_4	\vec{RV}_5
$60^\circ - 120^\circ$	\vec{RV}_6	\vec{RV}_5
$120^\circ - 180^\circ$	\vec{RV}_6	\vec{RV}_1
$180^\circ - 240^\circ$	\vec{RV}_2	\vec{RV}_1
$240^\circ - 300^\circ$	\vec{RV}_2	\vec{RV}_3
$300^\circ - 360^\circ$	\vec{RV}_4	\vec{RV}_3

Tabelle 4.2: Schalttable bei Überschreiten der $\alpha\beta$ -Toleranzfläche in Abhängigkeit von $\angle \underline{i}_{\alpha\beta, VZ}$ und $i_{\gamma 2}$

$ \underline{i}_{\gamma 2} > I_{\gamma, \delta}$	
$i_{\gamma 2} < 0$	$i_{\gamma 2} > 0$
\vec{RV}_7	\vec{RV}_0

Tabelle 4.3: Schalttable bei Überschreitung des γ -Toleranzbandes

Durch die Einschränkung, dass pro Gleichtaktspannungs-Ebene (s. Abb. 4.29) nur drei aktive RV zur Regelung des Last-Verzerrungsstromes genutzt werden ergibt sich ein gravierender Nachteil: der $\alpha\beta$ -Aussteuerbereich wird für jede Ebene auf das Dreieck, welches von den aktiven RV aufgespannt wird, reduziert (vgl. Abb. 2.9). Welche der beiden Ebenen gewählt wird, hängt vom Gleichtaktstrom und somit letztendlich vom geschalteten RV an USR 1 ab. Das führt dazu, dass auch USR 2 über mehr oder weniger lange Zeiträume auf derselben Gleichtaktspannungs-Ebene verweilt und dessen Spannungsvektor in der $\alpha\beta$ -Ebene beschränkt wird, ähnlich wie es in Abbildung 4.14 dargestellt ist. Das Resultat ist analog dem aus Abbildung 4.15: die Kontrolle über den Laststrom kommt abhanden.

Zusatz zur Ausweitung des Aussteuerbereiches

Wird die Kompensation des Last-Verzerrungsstromes als Primärziel definiert, so ist der begrenzte Aussteuerbereich und der damit einhergehende Kontrollverlust des Laststromes inakzeptabel. Da beide Regelungsziele, die Kompensation von $\underline{i}_{\alpha\beta, VZ}$ und die Begrenzung von $i_{\gamma 1}$, nicht über den gesamten Modulationsbereich erfüllt werden können, muss eine Priorisierung erfolgen. Das bedeutet: zu Gunsten des Laststromes muss ab bestimmten Aussteuergraden (s. Gl. (4.15)) ein höherer Nullstrom in Kauf genommen werden.

Um die Aussteuergrenze erkennen zu können, wird eine zweite Toleranzfläche, ebenfalls in Form eines Kreises, mit dem Radius $I_{\alpha\beta,\delta} + I_{\alpha\beta,h}$ auf $i_{\alpha\beta,VZ}$ angewendet. Da stets

$$I_{\alpha\beta,h} > 0 \quad (4.27)$$

gelten muss, könnte man auch von einem inneren und äußeren Toleranzband sprechen. Die äußere Grenze soll nur dann überschritten werden, wenn die Stellreserve aus den drei aktiven RV in $\alpha\beta$ -Richtung nicht mehr ausreicht. Trifft dies zu, so müssen alle sechs aktiven RV für die Regelung zur Auswahl stehen, um den Aussteuerbereich wie gewohnt auf das von den sechs aktiven RV aufgespannte Sechseck zu erweitern. Diese Forderung verlangt eine andersartige Aufteilung der Sektoren im Vergleich zu der in Abbildung 4.29. Um den Verzerrungsstrom stets zuverlässig in die Toleranzfläche zurückführen zu können, wird jeweils der ihm gegenüberliegende RV geschaltet, was zu der Segmentierung gemäß Abbildung 4.30 führt. Die genaue Zuordnung der Winkelbereiche zu den RV ist in Tabelle 4.4 aufgeführt.

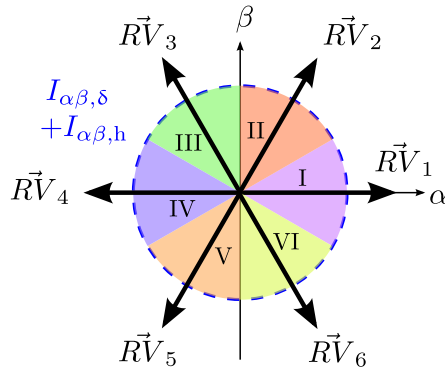


Abbildung 4.30: Unterteilung der Toleranzfläche beim Überschreiten des äußeren Toleranzbandes

Die Höhe der äußeren Toleranzgrenze muss so gewählt werden, dass diese innerhalb der linearen Aussteuergrenze (s. Gl. (4.15)) nicht überschritten wird. Im realen System führen die unvermeidlichen Verzögerungszeiten des gesamten Regelkreises ($t_{d,ges}$) zu einer systemabhängigen Übertretung der inneren Grenze in allen Arbeitspunkten. Die Berechnung des minimal notwendigen Radius der äußeren Toleranzfläche ist mit

$$I_{\alpha\beta,h,min} \geq \max \left(\left| \frac{di_{\alpha\beta 2,VZ}}{dt} \right| \right) t_{d,ges} \quad (4.28)$$

$ i_{\alpha\beta,VZ} > I_{\alpha\beta,\delta} + I_{\alpha\beta,h}$	
$\angle i_{\alpha\beta,VZ}$	
330° - 30°	$\vec{R}V_4$
30° - 90°	$\vec{R}V_5$
90° - 150°	$\vec{R}V_6$
150° - 210°	$\vec{R}V_1$
210° - 270°	$\vec{R}V_2$
270° - 330°	$\vec{R}V_3$

Tabelle 4.4: Schalttafel für den erweiterten Aussteuerbereich bei Überschreiten der äußeren $\alpha\beta$ -Toleranzfläche in Abhängigkeit von $\angle i_{\alpha\beta,VZ}$

möglich.

Um den Verzerrungsstrom von USR 2 ermitteln zu können, muss zunächst dessen Sollgröße, der Verzerrungsstrom von USR 1 bestimmt werden. Dazu werden das Last-ESB für USR 1 aus Abbildung 4.3a, die zugehörige Maschengleichung (4.9) und die Aufteilung in die Nutzsignale und Verzerrungsanteile nach Gleichung (4.21) herangezogen. Damit kann die Steigung des Verzerrungsstromes auch durch

$$\frac{di_{\alpha\beta 1,VZ}}{dt} = \frac{1}{L'_{C1}} \left(u_{\alpha\beta 1} - u'_{\alpha\beta 2} - e''_{\alpha\beta} \right) - \frac{di_{\alpha\beta,1}}{dt} \quad (4.29)$$

ausgedrückt werden. Für USR 2 gilt analog das Last-ESB (s. Abb. 4.3b) mit (4.10) und der Aufspaltung des Stromes nach (4.22). Damit kann

$$\frac{di_{\alpha\beta 2,VZ}}{dt} = \frac{1}{L'_{C2}} \left(u_{\alpha\beta 2} - u''_{\alpha\beta 1} - e'''_{\alpha\beta} \right) + \frac{di_{\alpha\beta 1,VZ}}{dt} \quad (4.30)$$

gewonnen werden. Nach Einsetzen von (4.29) in (4.30) und anschließendem Umstellen erhält man schließlich

$$\frac{di_{\alpha\beta 2,VZ}}{dt} = \frac{(L_{C1} + L_{C2}) e_{\alpha\beta} - L_{C1} u_{\alpha\beta 2} - L_{C2} u_{\alpha\beta 1}}{L_C L_{C1} + L_C L_{C2} + L_{C1} L_{C2}} + \frac{di_{\alpha\beta,1}}{dt}. \quad (4.31)$$

Die Grundswingungsfrequenz ist um ein Vielfaches kleiner als die Schaltfrequenz von USR 1. Die Schaltperiode von USR 2 ist wiederum ein Bruchteil derer von USR 1 und die berücksichtigten Verzögerungszeiten nochmals deutlich kleiner. Aus diesem Grund können der Grundswingungsstrom und die -spannung für den Zeitraum $t_{d,ges}$ als konstant angenommen

werden, womit der letzte Term aus (4.31) entfallen kann. Die Anforderung an den Minimalwert für das äußere Toleranzband kann somit kompakt durch

$$I_{\alpha\beta,h,\min} \geq \max \left(\left| \frac{(L_{C1} + L_{C2}) \underline{e}_{\alpha\beta} - L_{C1} \underline{u}_{\alpha\beta 2} - L_{C2} \underline{u}_{\alpha\beta 1}}{L_C L_{C1} + L_C L_{C2} + L_{C1} L_{C2}} \right| \right) t_{d,\text{ges}} \quad (4.32)$$

ausgedrückt werden. Selbstverständlich müssen auch die übrigen Spannungen für den Zeitraum $t_{d,\text{ges}}$ konstant sein. Wird das Verhältnis der Induktivitäten so gewählt wie in (4.12) gefordert, so spielt die Spannung, welche USR 1 ausgibt, nur noch eine untergeordnete Rolle, womit der dritte Summand im Nenner von (4.32) vernachlässigt wird. Die maximale Differenz aus der Gegenspannung $\underline{e}_{\alpha\beta}$ und der Ausgangsspannung von USR 2 $\underline{u}_{\alpha\beta 2}$ entsteht in der α -Achse. Ausgehend von der Überlegung, dass beide USR einen RV mit demselben γ -Potential stellen, ergibt sich beispielsweise die Situation wie sie in Abbildung 4.31 dargestellt ist. Mit den aus der Simulation bekannten Werten ergibt sich eine minimal notwendige äußere Toleranzgrenze von $I_{\alpha\beta,h,\min} \geq 0,32\text{A}$. Die Totzeit des Regelkreises setzt sich dabei wie folgt zusammen (s. Anhang A.1):

$$t_{d,\text{ges}} = t_{d,\text{ADC}} + t_{d,\text{dcc}} + t_{d,2} + t_{\text{DT},2} \quad (4.33)$$

Für die Erkennung der äußeren Toleranzgrenze muss ein unsymmetrisches Hystereseglied eingesetzt werden, um ein Prellen der geschalteten RV zu verhindern. Der Schaltausgang ist dazu folgendermaßen definiert:

$$s_h = \begin{cases} 1 & \text{für } |\dot{i}_{\alpha\beta,\text{VZ}}| > I_{\alpha\beta,\delta} + I_{\alpha\beta,h} \\ 0 & \text{für } |\dot{i}_{\alpha\beta,\text{VZ}}| < I_{\alpha\beta,\delta} \end{cases} \quad (4.34)$$

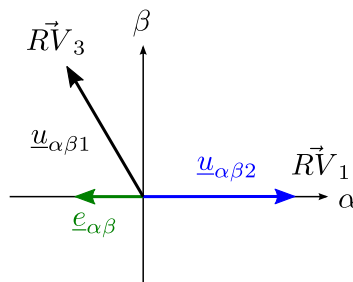


Abbildung 4.31: beispielhafte Konstellation der Spannungszeiger die zu einer maximalen Steigung von $\dot{i}_{\alpha\beta 2,\text{VZ}}$ führt

Ein vereinfachtes Blockschaltbild des direkten Stromreglers ist in Abbildung 4.32 gezeigt. Neben dem übersichtlichen Aufbau bestehend aus wenigen Logikfunktionen, einer Polarkoordinatentransformation, Lookup-Tabellen (LUT) und Multiplexer (MUX) ist auffällig, dass außer den gemessenen Strömen lediglich die Strom-Sollwerte benötigt werden, um einen geeigneten RV bestimmen zu können. Es fließen auch sonst keine weiteren Parameter der Last o.ä. mit ein, alleine die Toleranzgrenzen ($I_{\alpha\beta,\delta}$, $I_{\alpha\beta,h}$ und $I_{\gamma,\delta}$) müssen vorgegeben werden. Der Sollwert des Reglers entspricht dem inversen Verzerrungsstrom von USR 1 und kann aus

$$\underline{i}_{\alpha\beta 2}^* = -\underline{i}_{\alpha\beta 1, VZ} = \underline{i}_{\alpha\beta}^* - \underline{i}_{\alpha\beta 1} \quad (4.35)$$

gebildet werden. In den Blöcken zur Auswahl des Sektors und den anschließenden LUT werden die Zuordnungen der Winkelbereiche zu den RV gemäß den oben gezeigten Tabellen 4.2 - 4.4 durchgeführt. Die Richtung des Gleichtaktstromflusses bestimmt mittels MUX 1, welche der beiden RV-Ebenen genutzt wird, um diesem entgegenzuwirken. Der geeignete RV wird über das Flip-Flop (FF) allerdings erst dann freigegeben, wenn der Betrag des Verzerrungsstromes die innere Grenze $I_{\alpha\beta,\delta}$ überschreitet. Übertrifft jedoch der Gleichtaktstrom das zuvor festge-

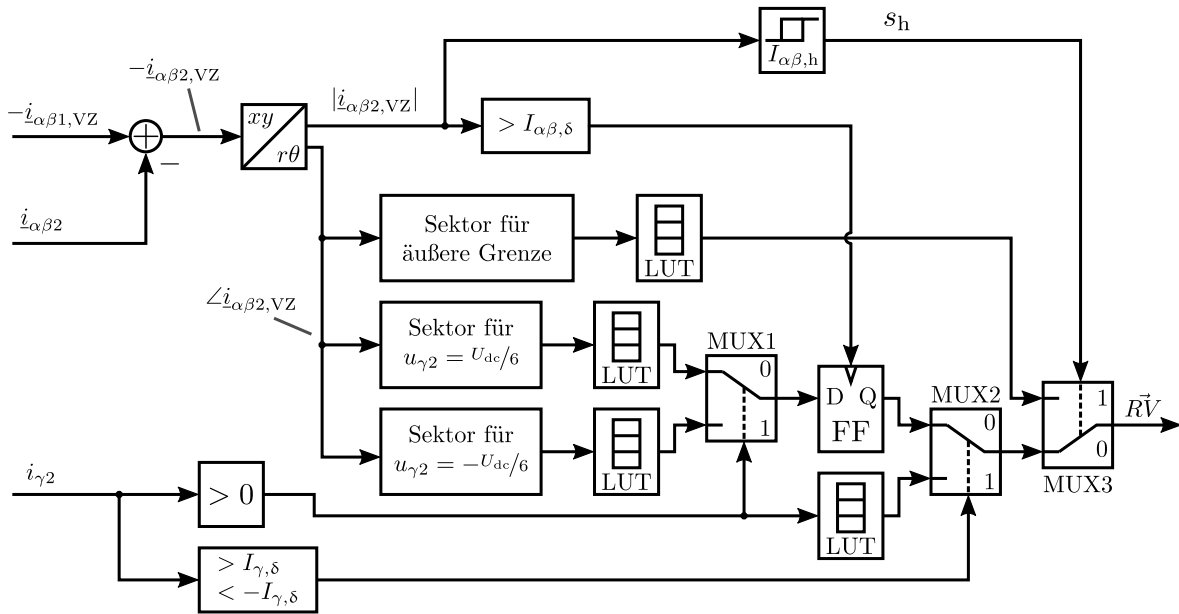


Abbildung 4.32: Blockschaltbild des direkten Stromreglers für USR 2

legte Limit ($I_{\gamma,\delta}$) kommt statt des aktiven RV der stärker wirkende Nullvektor zum Einsatz, der über MUX 2 in den Signalfuss geschaltet wird. Können sowohl das Nutzsignal in der $\alpha\beta$ -Ebene als auch der Nullstrom nicht mehr gleichzeitig geregelt werden, besitzt, wie zuvor erläutert, die Schalttafel 4.4 für den erweiterten Aussteuerbereich und somit das Nutzsignal durch MUX 3 oberste Priorität.

4.3.3 Simulation

Für die Simulation wurde dasselbe realitätsnahe Hardware Modell wie aus Abschnitt 4.2.3 eingesetzt. Aufgrund des direkten Stromreglers für USR 2 vereinfacht sich das gesamte Simulationsmodell merklich, da lediglich Strom-Istwerte als Rückführgröße auftauchen. Das dazugehörige Blockschaltbild ist in Abbildung 4.33 abgebildet.

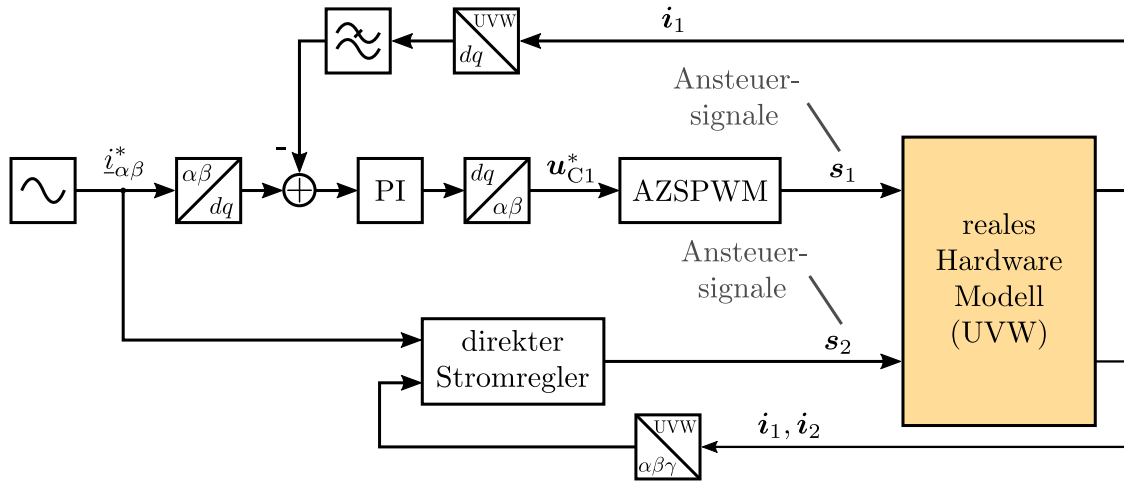


Abbildung 4.33: Blockschaltbild zum Aufbau des Simulationsmodells mit direkter Stromregelung für USR 2

In der Abbildung 4.34a ist der Last-Verzerrungsstrom über den gesamten Modulationsbereich dargestellt. Es fällt sofort auf, dass der Regler offensichtlich in der Lage ist den Last-Verzerrungsstrom nahezu über den gesamten Modulationsbereich gleichmäßig zu kompensieren.

Bei genauerer Betrachtung von ausgewählten Modulationsgraden über eine Grundswingungsperiode, wie in Abbildung 4.35 gezeigt, wird allerdings deutlich, dass der Regler bereits an der linearen Aussteuergrenze von $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 1/\sqrt{3}U_{dc}$ nicht mehr stabil arbeitet. Wie schon im

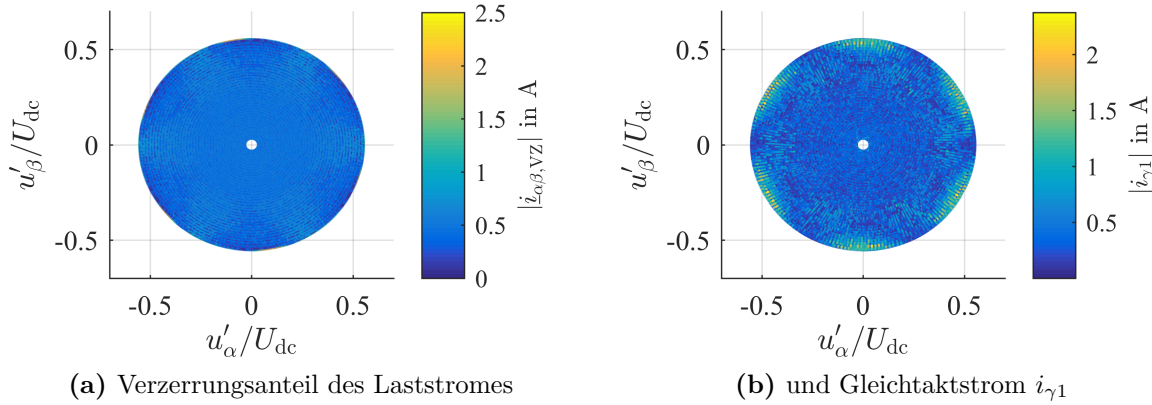


Abbildung 4.34: für unterschiedliche Modulationsgrade; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,35\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,32\text{A}$

vorigen Abschnitt 4.2.3 erkannt wurde, spiegelt diese Tatsache die Effekte der Laufzeiten wieder. Bedingt durch das direkte Regelverfahren, bei dem keine Totzeit durch die Modulation hinzukommt, liegt die lineare Aussteuergrenze nur knapp unter der theoretisch ermittelten. Für die stabilen Arbeitspunkte kann eine maximale Überschreitung des inneren Toleranz-

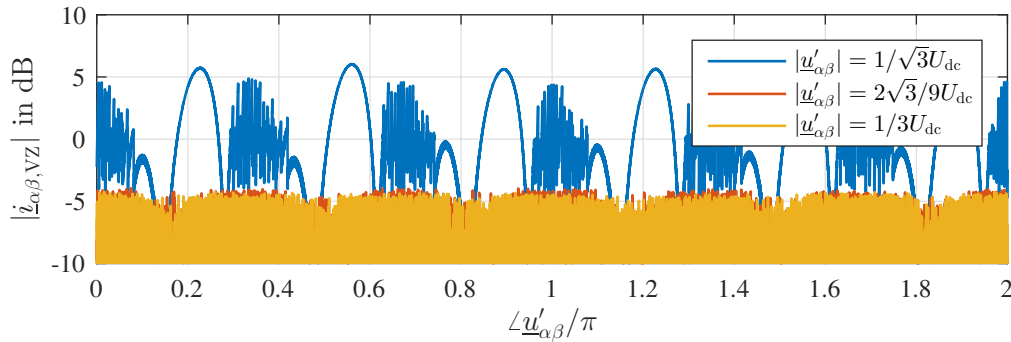


Abbildung 4.35: Last-Verzerrungsstrom für ausgewählte Modulationsgrade; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,35\text{A}$ ($\equiv -9,1\text{dB}$), $I_{\alpha\beta,\delta} + I_{\alpha\beta,h} = 0,67\text{A}$ ($\equiv -3,5\text{dB}$), 0dB : 1A

bereiches bei Winkelvielfachen von $\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} \approx n\pi/3$ festgestellt werden (vgl. auch Abb. 4.36). Genau an diesen Punkten wird der maximale Aussteuerbereich einer Gleichtaktspannungsebene zuerst erreicht (vgl. Abb. 4.6), weshalb zunächst das äußere Toleranzband übertreten werden muss bevor ein wirksamer RV geschaltet werden kann. Es ergibt sich ein periodisch gleichmäßiger Verlauf für $|i_{\alpha\beta,VZ}|$.

In der Abbildung 4.34b ist der Betrag des Gleichtaktstromes dargestellt. Die Ansicht deckt sich qualitativ mit denen aus der idealen Betrachtung in den Abbildungen 4.11b und 4.12. Im Inneren kann gegenüber der idealen Betrachtung keine einwandfreie Unterdrückung des Gleichtaktstromes stattfinden.

Die äußere Toleranzgrenze von $I_{\alpha\beta,\delta} + I_{\alpha\beta,h}$ wird für Modulationsgrade bis $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| \leq 1/3 U_{dc}$ so gut wie gar nicht berührt, wie es in Abbildung 4.36a zu erkennen ist. Trotzdem läuft der Stromfehler aufgrund von Lauf- und Totzeiten im System weit über die innere Grenze hinaus. Die äußere Grenze wurde nach Gleichung (4.32) dimensioniert und Abbildung 4.36a bestätigt deren Gültigkeit. Wird der Aussteuergrad weiter erhöht, so wird der erweiterte

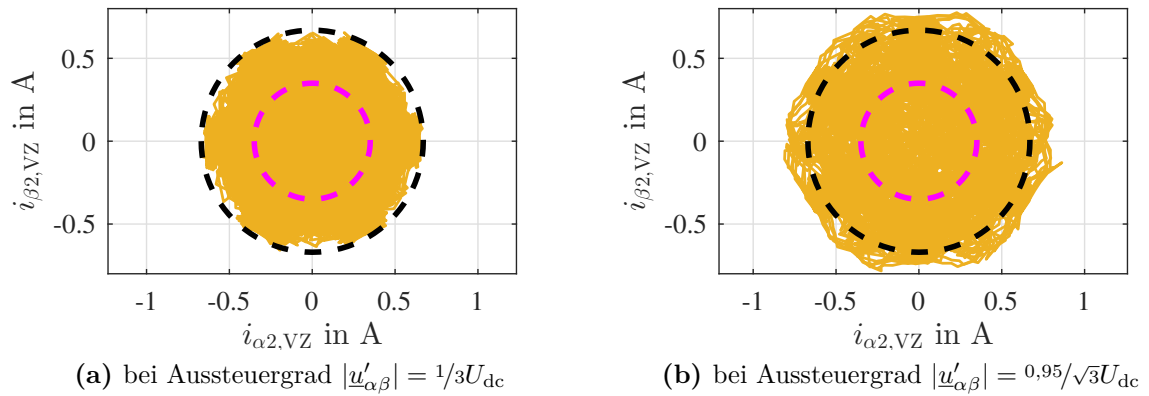


Abbildung 4.36: Verzerrungsströme von USR 2 bei ausgewählten Modulationsgraden, mit der inneren Toleranzgrenze $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,35\text{A}$ (magenta) und der äußeren $I_{\alpha\beta,\delta} + I_{\alpha\beta,h} = 0,67\text{A}$ (schwarz)

Aussteuerbereich zur Stromregelung genutzt. Auch hier werden wegen der Verzögerungszeiten die äußeren Toleranzgrenzen überschritten (s. Abb. 4.36b).

Um eine gleichmäßige Beanspruchung der drei Halbbrücken im Stromrichter zu erzielen, ist eine möglichst ausgeglichene Schaltfrequenz in den drei Phasen wünschenswert. Bei der Modulation von USR 1 ist dies durch die AZSPWM gegeben. Für USR 2 kann dem Wunsch nicht selbstverständlich nachgekommen werden. Denn zum einen weisen die direkten Stromregelverfahren prinzipbedingt zunächst keine konstante Schaltfrequenz auf. Zum anderen sind im vorliegenden Fall keine rein sinusförmigen Signale als Sollwerte vorhanden sondern Verzerrungsanteile aus einer PWM. Dennoch weisen diese Oberschwingungen eine Periodizität auf, die wesentlich dazu beiträgt, dass sich über einen weiten Modulationsbereich eine deckungs-

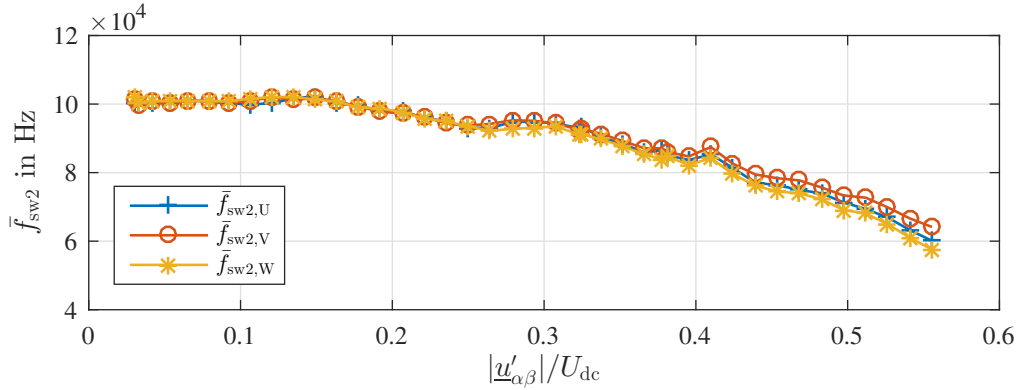
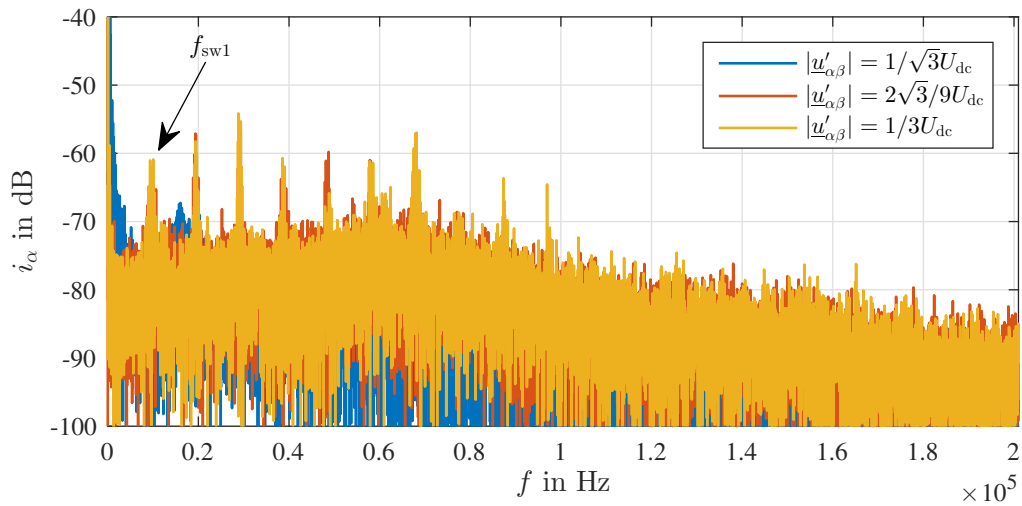


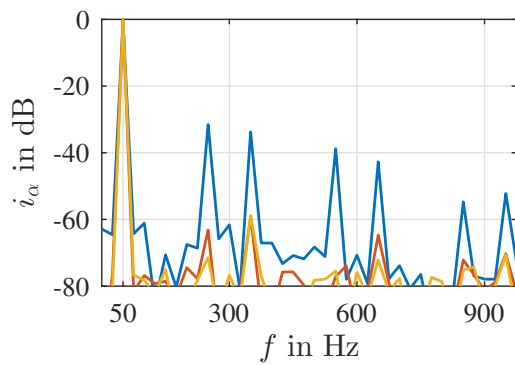
Abbildung 4.37: Schaltfrequenzen in den drei Halbbrücken von USR 2, gemittelt über eine Grundswingungsperiode; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,35\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,32\text{A}$

gleiche Anzahl an Schalthandlungen während einer Grundswingungsperiode für USR 2 ergibt. Diese Erkenntnis ergibt sich aus Abbildung 4.37. Erst beim Eintritt in den erweiterten Modulationsbereich ($|u'_{\alpha\beta}| > 1/3 U_{dc}$) laufen die Schaltfrequenzen der drei Phasen minimal auseinander. Insgesamt betrachtet sinkt die Anzahl der Schalthandlungen mit zunehmendem Aussteuergrad jedoch um ca. 40% ab.

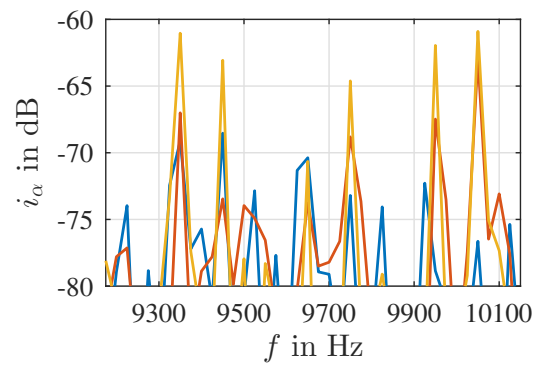
Die variable Schaltfrequenz spiegelt sich auch im resultierenden Spektrum des Laststromes wider. Dieses ist für drei interessante Aussteuergrade in den Abbildungen 4.38 gezeigt. Wie bei allen direkten Stromregelverfahren üblich, bildet sich kein periodischer Spektralverlauf heraus, bei dem an definierten Frequenzen mehr oder weniger prägnante Amplituden auftreten. Diese Tatsache wird vor allem in den Detailansichten 4.38b und 4.38c klar. Die Anteile im Spektrum sind in deren Frequenz und Amplitude abhängig von einer ganzen Reihe an Faktoren, u.a. dem Modulationsgrad und den Totzeiten (s. Abschn. 3.1.2). Daher rührt auch die unregelmäßige Unterdrückung der Schaltfrequenz von USR 1, deren Seitenbänder und Vielfache (s. Abb. 4.38c). Bei großen Aussteuergraden gelingt die Kompensation der Niederharmonischen (f_5, f_7, f_{11}, \dots) zunehmend schlechter, was sich in der Zeitbereichsdarstellung (Abb. 4.34a) wiederfindet. Über den gesamten Arbeitsbereich hinweg wird der Verzerrungsstrom auf einen relativ breitbandigen Frequenzbereich verteilt, siehe dazu Abbildung 4.39.



(a) Gesamtübersicht



(b) Detailansicht im Bereich der Grundschwingung



(c) Detailansicht im Bereich der Schaltfrequenz von USR 1

Abbildung 4.38: Spektrum des Laststromes i_α bei ausgewählten Modulationsgraden; $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0.35\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0.32\text{A}$; Darstellungsbereich wurde auf max. -40dB begrenzt; 0dB : $\hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$

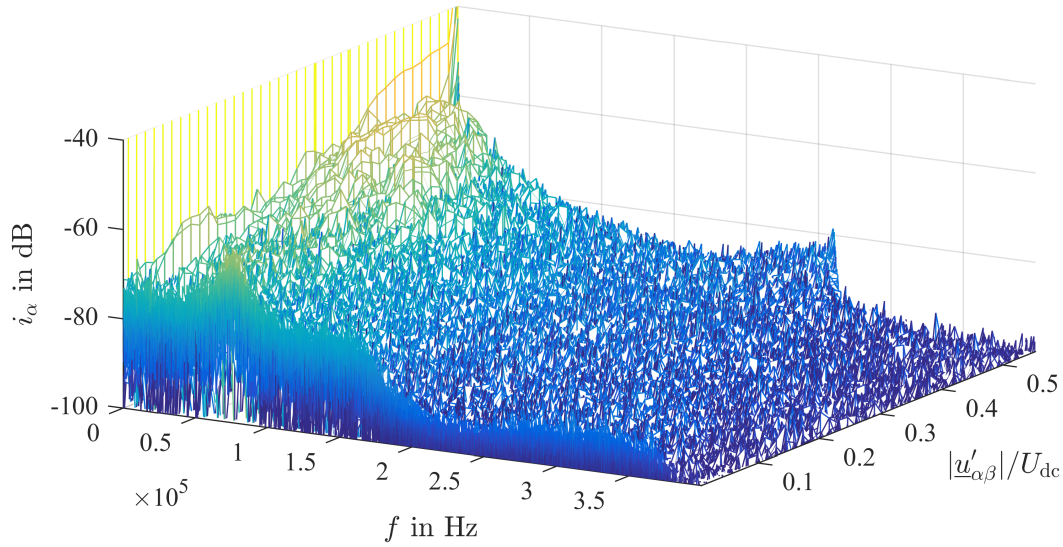


Abbildung 4.39: Spektrum des Laststromes i_α für alle möglichen Modulationsgrade: $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0.35\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0.32\text{A}$; Darstellungsbereich wurde auf max. -40dB begrenzt; 0dB : $\hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$

Wird die Toleranzgrenze bei unterschiedlichen Aussteuergraden variiert, so zeichnet sich im Vergleich zum Zustandsregler mit PWM (s. Abb. 4.22 - 4.23) ein konträres Bild ab. In den Abbildungen 4.40 und 4.41 sind abermals die Effektivwerte des Last-Verzerrungsstromes und des Nullstromes über eine Grundswingungsperiode aufgetragen. Um einen Bezug zu den Ergebnissen der PWM herstellen zu können, ist in Abbildung 4.42 die über eine Grundswingungsperiode gemittelte Schaltfrequenz der Phase V in Abhängigkeit von Toleranzgrenze und Aussteuergrad aufgetragen. Am auffälligsten ist wohl die Tatsache, dass anders als bei der PWM für die direkte Regelung keine minimale Schaltfrequenz nötig ist um den Gleichtakt- und Verzerrungsstrom auf ein akzeptables Maß zu reduzieren. Je größer $I_{\alpha\beta,\delta}$ gewählt wird, desto geringer fällt auch die resultierende Schaltfrequenz aus, wobei gleichzeitig sichergestellt ist, dass beide Ströme die Grenze nicht willkürlich überschreiten. Aufgrund der Priorisierung des Last-Verzerrungsstromes gelingt es dem Regler für spätestens $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| \geq 0,4U_{dc}$ nicht mehr beide Ziele zu erfüllen, was dazu führt, dass der Gleichtaktstrom sprunghaft ansteigt. Stattdessen ergibt sich für den Effektivwert von $i_{U,VZ}$ und der Toleranzgrenze ein nahezu linearer Zusammenhang. Für die Verzerrungsströme in den anderen beiden Phasen ergeben sich qualitativ gleichwertige Verläufe. Diese machen auch klar, dass der direkte Regler die Performance

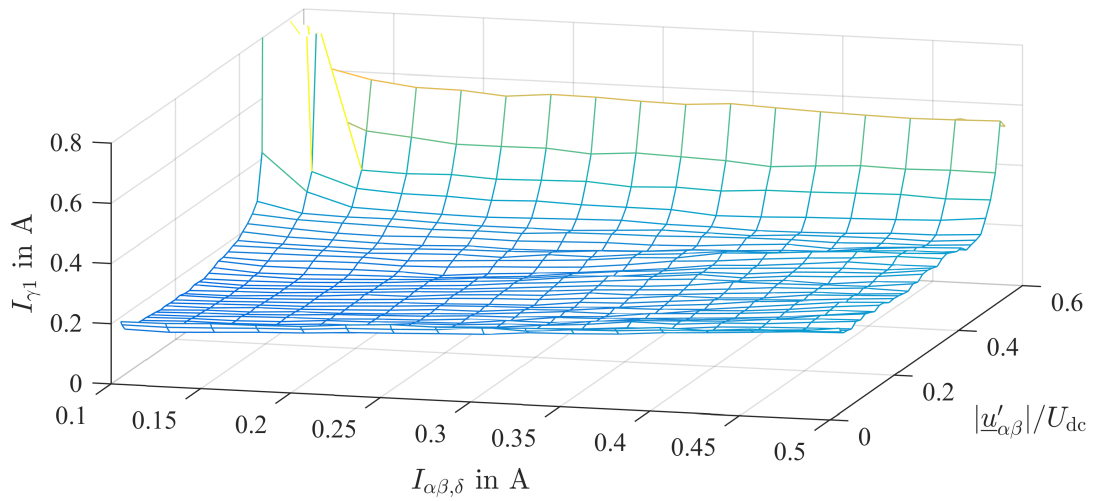


Abbildung 4.40: Effektivwert $I_{\gamma 1}$ binnen einer Grundswingungsperiode in Abhängigkeit der Toleranzgrenze $I_{\alpha\beta,\delta}$ für USR 2 und dem Modulationsgrad bei $I_{\alpha\beta,h} = 0,32\text{A}$ und $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$

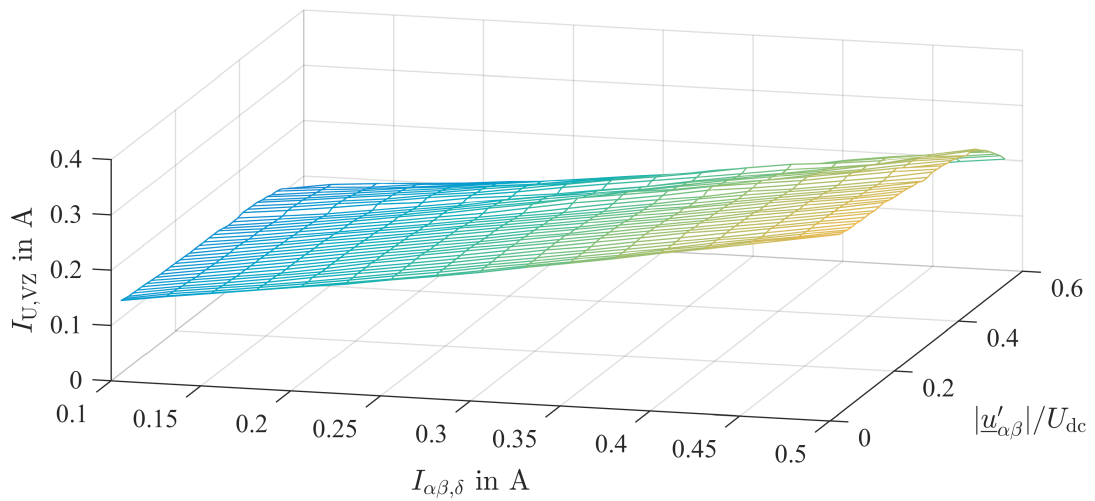


Abbildung 4.41: Effektivwert $I_{U,VZ}$ binnen einer Grundswingungsperiode in Abhängigkeit der Toleranzgrenze $I_{\alpha\beta,\delta}$ für USR 2 und dem Modulationsgrad bei $I_{\alpha\beta,h} = 0,32\text{A}$ und $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$

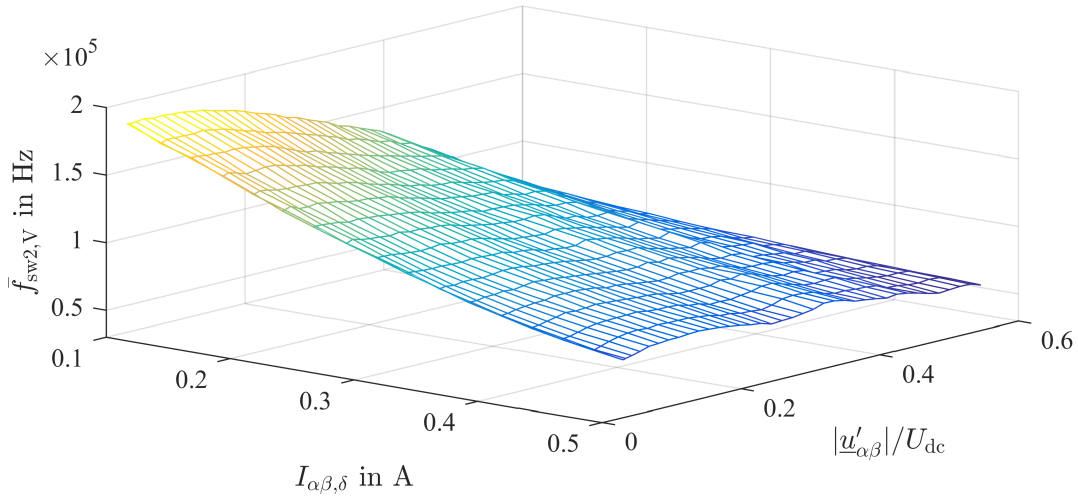


Abbildung 4.42: mittlere Schaltfrequenz der Phase V binnen einer Grundswingungsperiode in Abhängigkeit der Toleranzgrenze $I_{\alpha\beta,\delta}$ für USR 2 und dem Modulationsgrad bei $I_{\alpha\beta,h} = 0,32\text{A}$ und $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$

des PWM-Verfahrens, was die maximale Kompensation der Last-Verzerrungsströme angeht, nicht erreicht. Für kleine Werte von $I_{\alpha\beta,\delta}$ nimmt jedoch nicht nur der Last-Verzerrungsstrom sondern auch der Nullstrom ab. Die Reduzierung der $\alpha\beta$ -Toleranzgrenze impliziert eine Erhöhung der Schaltfrequenz, was wiederum die Dynamik im Regelkreis des γ -Stromes steigert.

An dieser Stelle soll, wie auch schon im vorherigen Abschnitt 4.2.3 geschehen, ein Vergleich angestellt werden um das Einsparpotential für passive Bauteile einschätzen zu können. Dazu sind in den Abbildungen 4.43 und 4.44 die Verzerrungsströme als Effektiv- und Spitzenwerte für den Stromrichter in Hybridstruktur, mit dem zuvor vorgestellten direkten Stromregelverfahren abgebildet. Zur Gegenüberstellung sind ebenfalls die Werte für einen konventionellen Stromrichter mit RZM enthalten, die bereits aus den Abbildungen 4.26 und 4.27 bekannt sind. Auch hier ergibt sich ein deutlicher Zugewinn durch den Stromrichter in Hybridstruktur.

Ein Vergleich mit Abbildung 4.28 zeigt, dass die Performance der Hybridstruktur durch einen konventionellen Stromrichter und RZM erst mit einer nachgeschalteten Glättungsdrossel von circa 3mH erreicht werden kann. Die Hybridstruktur führt so zu einer Verkleinerung der Induktivitäten um den Faktor ≥ 3 , was das hohe Potential zum Einsparen passiver Bauteile durch die Parallelschaltung der beiden Stromrichter untermauert.

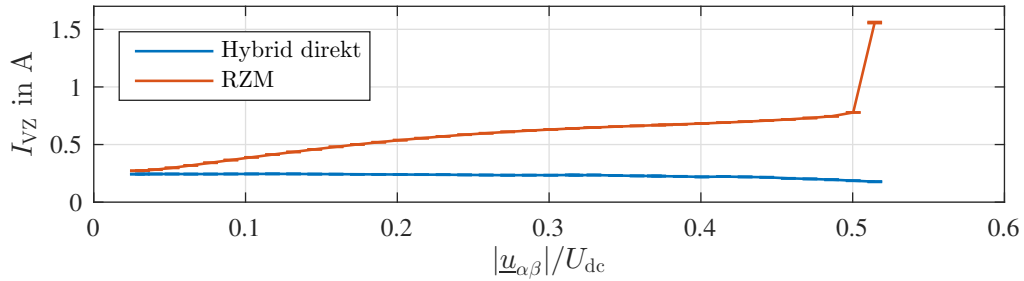


Abbildung 4.43: über die drei Phasen gemittelten Effektivwerte des Last-Verzerrungsstromes für den Stromrichter in Hybridstruktur mit direkter Stromregelung (blau) und einen konventionellen Stromrichter (rot) bei unterschiedlichen Modulationsgraden und gleicher Last; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0.35\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0.32\text{A}$

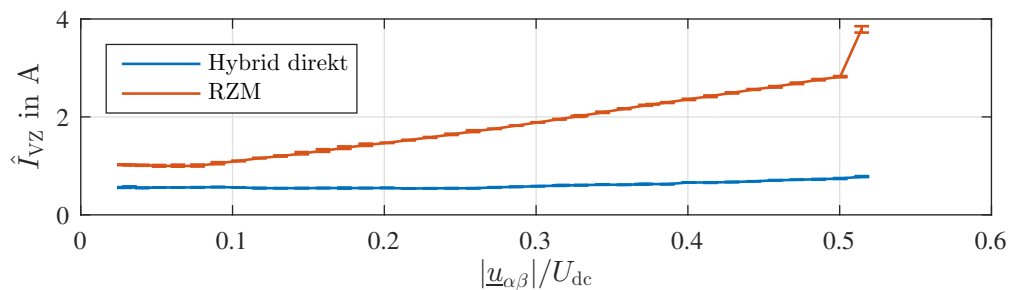


Abbildung 4.44: über die drei Phasen gemittelten Spitzenwerte des Last-Verzerrungsstromes für den Stromrichter in Hybridstruktur mit direkter Stromregelung (blau) und einen konventionellen Stromrichter (rot) bei unterschiedlichen Modulationsgraden und gleicher Last; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0.35\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0.32\text{A}$

5 Praktische Umsetzung

Die im vorigen Kapitel, in der Theorie erarbeiteten und durch Simulationen bestätigten Feststellungen sollen anhand eines Versuchsaufbaus überprüft werden.

5.1 Vorstellung des Prüfstandes

Die Abbildung 5.1 zeigt das Gesamtsystem mit den einzelnen Komponenten. Deren ausführliche Daten sind in Anhang A.1 aufgelistet.

5.1.1 Beide Stromrichter mit Last

An Stelle von USR 1 wird ein SKiiP-Leistungsteil von der Firma Semikron eingesetzt. Dieses integriert die IGBT-Leistungshalbleiter mit antiparallel geschalteten Dioden, die wiederum in Halbbrücken-Modulen zusammengefasst sind, einen gemeinsamen Kühlkörper und die Gate-Treiber zum Ansteuern der IGBTs. Neben einer galvanischen Trennung stellt das Leistungsteil Messfunktionen bereit, mit denen die Temperatur und die Zwischenkreisspannung erfasst werden können. Ferner beherbergt die Treiberschaltung diverse Schutzfunktionen, wie z.B. Übertemperatur-, Kurzschluss- und Überstromschutz, um das Modul vor Überlastung zu schützen. Die Ansteuersignale für die oberen und unteren Transistoren einer Halbbrücke sind im Gate-Treiber gegenseitig verriegelt. Zudem generiert das Leistungsmodul bei jeder Kommutierung eine Totzeit, um Kurzschlüsse zu vermeiden, die durch eine unterschiedliche Länge des Ein- und Ausschaltvorganges entstehen würden. [47]

Da der zweite USR nur den Verzerrungsstrom kompensieren muss, dafür jedoch eine wesentlich höhere Dynamik als USR 1 aufweisen muss, werden als Leistungstransistoren MOSFETs auf Basis von Siliziumcarbid (SiC) als Halbleitermaterial eingesetzt. Diese sind zusammen mit zusätzlichen Freilaufdioden in einem gemeinsamen Gehäuse (Six-Pack) untergebracht. Das Modul mit der Bezeichnung CCS050M12CM2 wurde von der Firma Cree bereitgestellt und um eine Treiberschaltung erweitert. Dadurch ist es möglich, die Ansteuersignale über

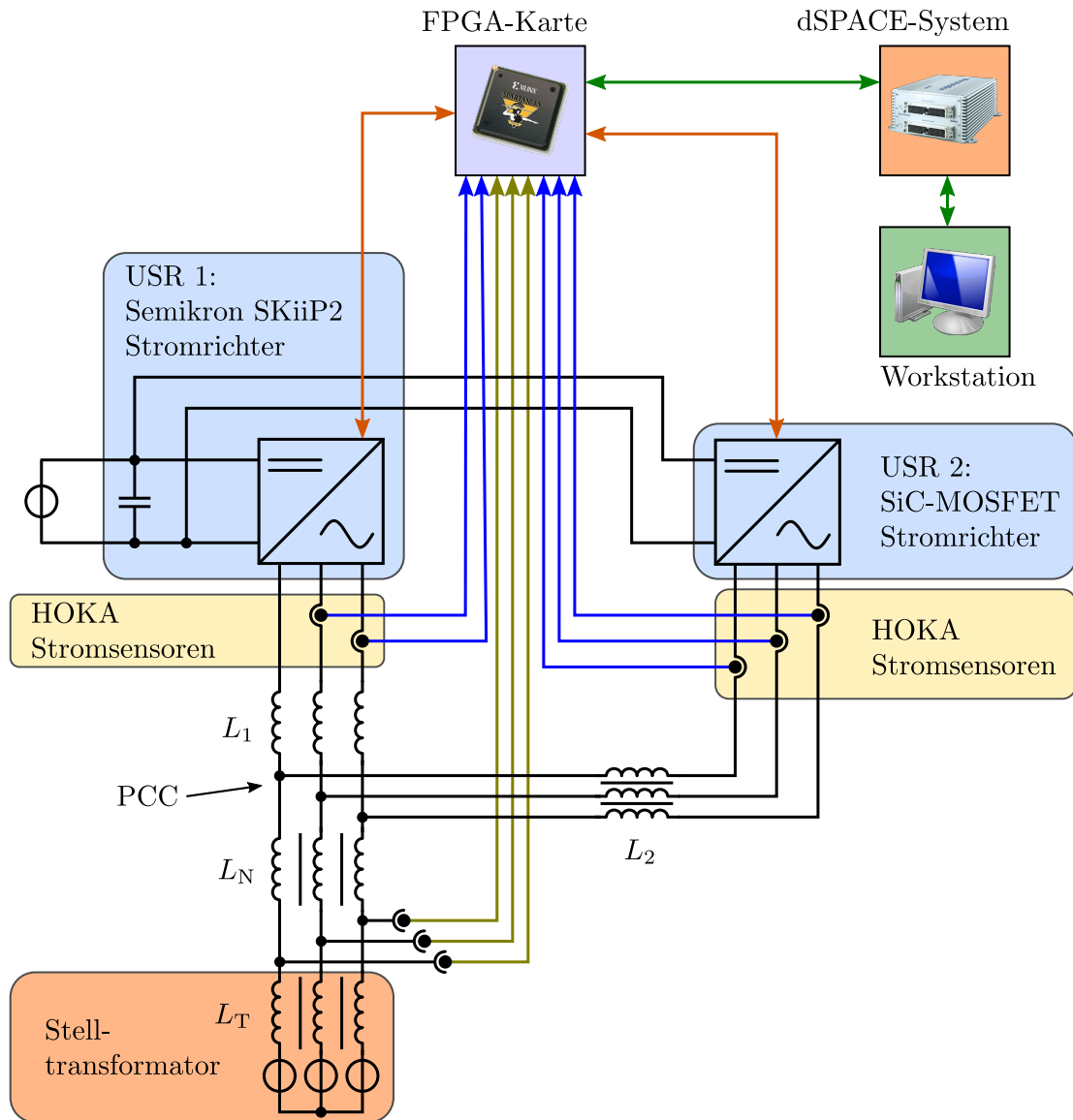


Abbildung 5.1: schematische Darstellung des Prüfstandes, ohmsche Anteile wurden zur besseren Übersichtlichkeit ausgelassen

ein störfestes und latenzarmes Lichtwellenleiter-Kabel an den Stromrichter zu übertragen. Auch dieser Gate-Treiber implementiert ähnliche Schutz- und Messfunktionen wie für USR 1 beschrieben. Die maximale Schaltfrequenz der SiC-MOSFETs wird maßgeblich von den eingesetzten Treibern bzw. deren Gesamtsteuerleistung bestimmt.

Die Last wird durch das 50Hz Labornetz abgebildet. Über einen geregelten Stelltransformator, der über eine etwa 100m lange geschirmte Leitung an den Prüfstand angebunden ist, kann so die wirksame Gegenspannung in der Amplitude variiert werden. In der Versuchsanordnung wird zusätzlich zur Transformatorinduktivität L_T eine dreiphasige Induktivität mit einem Dreischenkelkern L_N in Reihe geschaltet, die insgesamt mit der Netzinduktivität wirken. Die resultierende Lastinduktivität setzt sich somit aus

$$L = L_N + L_T \tag{5.1}$$

zusammen.

5.1.2 Koppelinduktivitäten

Als solche sind die beiden Induktivitäten L_1 und L_2 zu verstehen, die im Strompfad zwischen den beiden Stromrichtern eingefügt sind. Im vorigen Kapitel wurden über die Auslegung dieser beiden Induktivitäten bereits die Eckpunkte festgelegt. Während für L_{C1} und L_{C2} gewissermaßen eine Empfehlung für den Minimal- und Maximalwert erarbeitet wurde (vgl. Abs. 4.1.2 und 4.2.2), gilt für die im Gleichtaktkreis wirksame Induktivität, trotz aktiver Dämpfung des Gleichtaktstromes, keine obere Grenze. Somit steht ein großer Spielraum zur Verfügung, was dazu führt, dass Aspekte hinsichtlich Kosten, Bauraum und technischer Machbarkeit berücksichtigt werden können. Für die Konfiguration des Prüfstandes wurden daher in der Praxis gängige Werte gewählt.

Am Ausgang von USR 1 sind drei Einzel-Induktivitäten L_1 verbaut, die somit gleichermaßen in den drei ESB (α , β und γ) wirken. Diese müssen für den maximalen Laststrom, den zusätzlichen Verzerrungsstrom $i_{\alpha\beta1,VZ}$ und den γ -Strom $i_{\gamma1}$ dimensioniert sein. Für die Induktivität L_2 wurde eine dreiphasige Ringkerndrossel verwendet. Trotz einer aktiven Gleichtaktstromunterdrückung wird eine möglichst hohe Dämpfung angestrebt um auch hochfrequente Anteile zu begrenzen. Aufgrund des relativ geringen Stromflusses kann sie an dieser Stelle mit einem vergleichsweise kleinen Materialaufwand umgesetzt werden. Die Gleichtaktdrossel könnte alternativ auf der DC-Seite zwischen den beiden USR eingefügt werden, um dieselbe Wirkung zu erzielen. Jedoch müsste in solch einem Fall der Leiterquerschnitt der Drossel

erhöht werden, weil dort der Stromeffektivwert das 1,5-fache im Vergleich zur Wechselspannungsseite beträgt. Dagegen käme die Variante für die Gleichspannungsseite mit nur zwei statt drei Wicklungen aus. Letztendlich ergäben sich jedoch so gut wie keine Materialeinsparungen. Wegen der steilen Schaltflanken der SiC-MOSFETs ist eine möglichst kapazitätsarme Drossel erstrebenswert. Dabei gilt es, die Kapazität innerhalb einer Wicklung und die zwischen je zwei Wicklungen zu minimieren. Das wird zum einen durch eine sektorweise Anbringung der drei Spulen mit entsprechend großem Abstand zum Kern realisiert. Zum anderen wird mit Hilfe eines geeigneten Wickelschemas der Potentialunterschied zwischen den benachbarten Windungen möglichst gering gehalten. Als Konsequenz daraus ergibt sich eine nicht ideale Kopplung der dreiphasigen Gleichtaktdrossel. Dieser Umstand kann jedoch als positiver Nebeneffekt gewertet werden, weil damit zugleich, wie gefordert, eine Induktivität L_{C2} aufgrund der Streuinduktivität produziert wird.

5.1.3 Strom- und Spannungsmessung

Für die Messung der Ströme sind auf der Wechselspannungsseite insgesamt fünf Stromsensoren verbaut. Am AC-Ausgang von USR 1 sind zwei, und an jenem von USR 2 sind drei jeweils baugleiche Stromsensoren angebracht. Die für die Regelung notwendigen transformierten Ströme lassen sich für USR 2 aus Gleichung (2.15) ermitteln. Die Transformation der Ströme für USR 1 ist nur richtig, wenn der Gleichtaktstrom $i_{\gamma 2}$ addiert wird

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{U1} \\ i_{V1} \end{bmatrix} + i_{\gamma 2} \quad (5.2)$$

Da die Regelung von USR 1 den Gleichanteil nicht berücksichtigt, genügt an dieser Stelle die Messung von nur zwei Phasenströmen. Die Stromwandler basieren auf einem ungeläufigen Messprinzip, welches das Signal eines Hall-Kompensationswandlers mit dem einer Rogowski-Spule kombiniert, um letztendlich sowohl DC-Anteile messen zu können wie auch eine hohe Bandbreite zu erzielen [27]. Das ermöglicht eine galvanisch getrennte Messung des Stromes, der über einen 50Ω Ausgang als proportionales Spannungssignal abgegriffen werden kann.

Die verketteten Spannungen werden zwischen den beiden Lastinduktivitäten abgegriffen. Die über Widerstandsnetzwerke abfallenden Spannungen werden von galvanisch getrennten Sigma-Delta Modulatoren erfasst und in je einen Bitstrom überführt. Daraus werden anschließend durch digitale Signalverarbeitung (DSV) die Spannungssignale zurückgewonnen. Diese

werden wiederum dazu genutzt, mittels einer PLL die Stromregelung auf die Lastspannung zu synchronisieren.

5.1.4 FPGA-basierte Stromregelung

Als zentrale Regeleinheit des Prüfstandes dient eine FPGA-Karte, die über einen dSpace Echtzeitrechner von einer Kontrolloberfläche auf einer Workstation bedient wird. Dank der benutzerdefinierten Implementierung komplexer Logikgatter eignet sich das FPGA bestens zur Umsetzung direkter Stromregelverfahren. Ein Großteil der FPGA-Schaltungsstruktur wird über ein Modell mit automatischer Codegenerierung erzeugt. Damit ist es möglich das Verhalten des Reglers anhand einer Simulation im Vorfeld zu verifizieren.

5.2 Anforderungen für die Umsetzung

Das direkte Stromregelverfahren für USR 2 erzeugt ein breitbandiges Spektrum im Laststrom (vgl. Abschn. 4.3.3), das im Zusammenhang mit der relativ hohen Schaltfrequenz von USR 2 dazu führt, dass hohe Frequenzen ($f > f_{sw2}$) angeregt werden. Im praktischen Aufbau weist jedes induktive Bauteil zugleich einen parasitären kapazitiven Anteil auf, der beispielsweise durch die Wickelkapazität hervorgerufen wird. Der reale Impedanzverlauf der Induktivität lässt sich deshalb in erster Näherung durch eine LCL-Struktur mit einer Parallel- und Reihenresonanz beschreiben. Wegen der eingangs erwähnten breitbandigen Anregung ist daher auf einen möglichst kapazitätsarmen Aufbau der induktiven Bauteile zu achten. Besonderes Augenmerk ist auf die Stelle der Reihenresonanz zu legen, die einen niederohmigen Strompfad darstellt und so zu unerwünschten Stromflüssen bei dieser Resonanzfrequenz führt. Die gemessenen Impedanzen der eingesetzten Drosseln sind in Abbildung 5.2 dargestellt. Bis etwa 400kHz weisen diese ein rein ohmsch-induktives Verhalten auf, die Reihenresonanz tritt frühestens bei der Gleichtaktdrossel L_2 bei annähernd 1MHz auf.

Die generellen Erwartungen an Stromsensoren für die Leistungselektronik sind bereits in [23, 46] zusammengefasst. Speziell für die in dieser Arbeit vorgestellte Anwendung sind die Eigenschaften bezüglich der Bandbreite, Genauigkeit und Verzugszeit von besonderer Bedeutung. Die Strommessung muss in der Lage sein, die Komponenten in den drei Strompfaden erfassen zu können. In Abbildung 5.3 ist die Aufteilung der Stromkomponenten vereinfacht dargestellt. Zusätzlich müssen die Gleichtaktströme zwischen den beiden USR aufgenommen werden, was dazu führt, dass mindestens in einem USR-Pfad drei Stromsensoren platziert

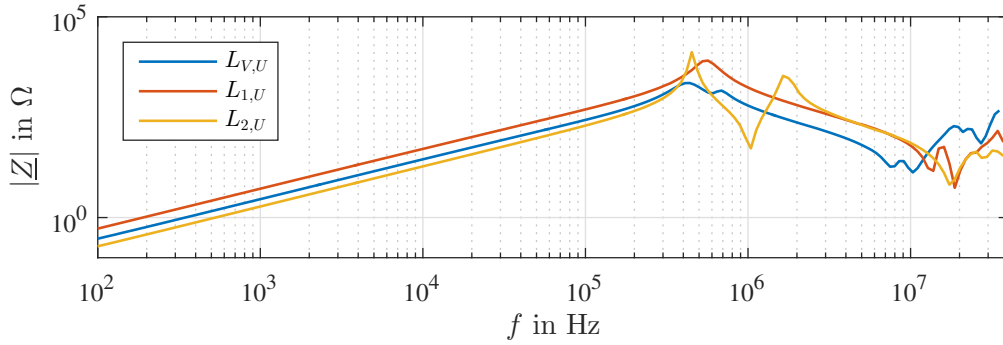


Abbildung 5.2: gemessener Impedanzverlauf der eingesetzten Drosseln jeweils in der Phase U

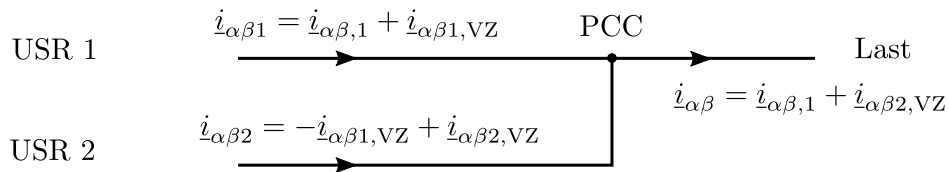


Abbildung 5.3: vereinfachte Darstellung der Stromkomponenten in den drei Pfaden; $i_{\alpha\beta,1}$ ist vorgegeben und somit bekannt

sein müssen. Die Erfassung des hochfrequenten Verzerrungsstromes $i_{\alpha\beta 2,VZ}$ stellt zweifellos die höchsten Anforderungen an die Bandbreite der Stromsensoren. Je nachdem, wie hoch die Schaltfrequenz von USR 2 gewählt wird, muss die 3-dB-Bandbreite der Sensoren um ein Vielfaches höher liegen als f_{sw2} . Dies wird in Abbildung 5.4 verdeutlicht. Zur Messung des niederfrequenten Verzerrungsstromes $i_{\alpha\beta 1,VZ}$ gelten ähnliche Anforderungen. Jedoch fällt die Schaltfrequenz von USR 1 deutlich niedriger aus, was sich dementsprechend auf eine tiefere Grenzfrequenz der dafür eingesetzten Stromsensoren auswirkt.

Während für die Bandbreite der Stromsensoren unterschiedliche Anforderungen gelten, so ist dies für die Genauigkeit nicht der Fall. Da die einzelnen Stromkomponenten aus allen gemessenen Strömen berechnet werden, wirkt sich die Ungenauigkeit eines einzelnen Sensors letztendlich auf die des Gesamtsystems aus. Die daraus entstehende Forderung ist besonders für die Sensoren zur Erfassung der Grundschwingung problematisch, weil die Genauigkeit meist prozentual auf den Nennstrom bezogen ist.

Idealerweise sollte ein Stromsensor keinerlei Verzugszeit aufweisen. Weil das praktisch jedoch nicht erreichbar ist, ist es erstrebenswert, diese Verzögerung so gering wie möglich und für alle Arbeitspunkte konstant zu halten. Jegliche Latenz im System wirkt sich beim direk-

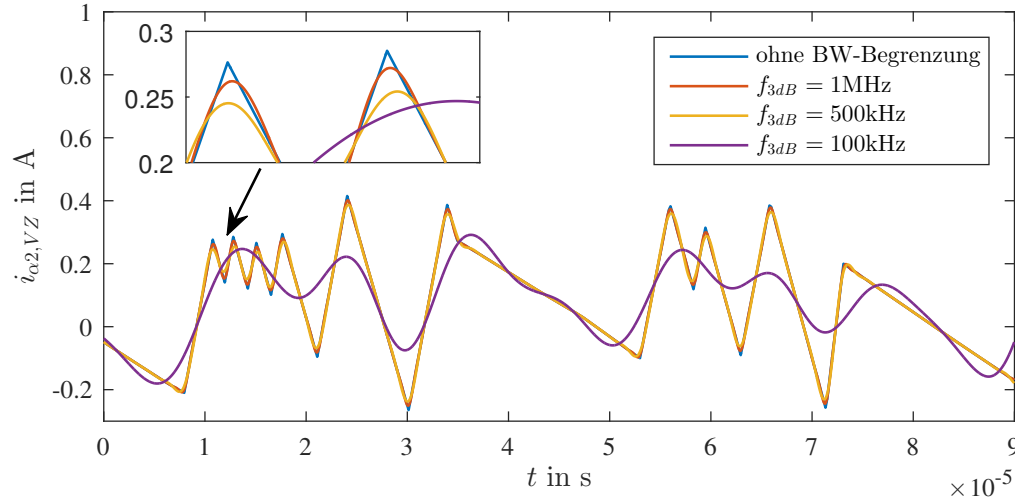


Abbildung 5.4: Stromsensoren zur Aufnahme des hochfrequenten Verzerrungsstromes mit unterschiedlicher Bandbreite; $f_{sw2} = 80\text{kHz}$

ten Stromregelverfahren unmittelbar auf die Überschreitungen der Toleranzgrenzen bzw. die Dynamik und somit auf die Güte des Laststromes aus. Daher ist auch die DSV und Execution des Regelalgorithmus ein entscheidender Faktor. Durch das hohe Maß an paralleler Verarbeitung im FPGA ist es möglich, die Verarbeitungszeit der gesamten Stromregelung für USR 2 (inkl. AD-Wandlung) auf ein Minimum von 6 Takten ($\hat{=} 25\text{ns}$) zu reduzieren. Auf digitale Filter höherer Ordnung wird aufgrund der entstehenden Phasenverschiebung verzichtet. Aus diesem Grund wurden leistungsfähige IIR-Filter implementiert, um die Messgrößen zu glätten. Dennoch genügt die Filterung nicht, um die unerwünschten Ströme aus den kapazitiven Umladevorgängen, die zwangsläufig nach jedem Schaltvorgang auftreten, auszublenden um so eine missverständliche Reaktion des Reglers zu unterbinden. Deshalb wurde für die direkte Regelung von USR 2 eine variable Sperrzeit t_{ot} implementiert, mit deren Hilfe der Regler für eine gewisse Zeit stillgelegt werden kann, bis der Einschwingvorgang abgeklungen ist.

Als letzte Glieder im Regelkreis bleiben die Übertragung der Schaltsignale und der Stromrichter selbst. Die Signalübertragung erfordert zusätzlich zu einer geringen Laufzeitverzögerung eine möglichst hohe Störfestigkeit die gerade im Umfeld hoher Schaltgeschwindigkeiten (du/dt) immun gegen elektromagnetische Störungen ist. Eine optische Übertragung wird beiden Bedürfnissen bestmöglich gerecht. Die Ansteuerung der Leistungshalbleiter muss über einen galvanisch getrennten Treiber erfolgen. Die eingesetzten Treiber ICs mit integrierter kapaz-

zitiver Kopplung bieten die geringsten Signallaufzeitverzögerungen und minimale Laufzeit-Abweichungen.

6 Ergebnisse

Die auf dem Prüfstand erbrachten Messergebnisse werden zum einen im stationären Zustand und zum anderen während einer dynamischen Belastung dargestellt.

6.1 Stationäres Verhalten

Die Messergebnisse werden ähnlich wie in Kapitel 4 präsentiert. Als Ausgangspunkt für die Messreihe wurden dieselben Voraussetzungen wie bei den Simulationen getroffen. Über nahezu den gesamten Aussteuerbereich wurde die Ausgangsspannung des Stelltransformators variiert, um alle möglichen Arbeitspunkte abzudecken. Eine Regeleinrichtung für die Ausgangsspannung am Stelltransformator macht ein Anfahren sehr kleiner Aussteuergrade unmöglich. Deshalb konnten diese durch die Messungen nicht abgedeckt werden. In der Abbildung 6.1 sind die gemessenen Phasenströme in einer Gesamtübersicht dargestellt. Anhand der zeitlich hoch aufgelösten Verläufe in der rechten Spalte kann die Zusammensetzung der Lastströme nachvollzogen werden.

Der Verzerrungsanteil des Laststromes kann anders als in der Simulation nicht direkt ermittelt werden, da von außen nur ein limitierter Zugriff auf die Sollwerte möglich ist. Aus diesem Grund wurde der Grundswingungsanteil aus den gemessenen Lastströmen mit Hilfe einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) entfernt und der verbleibende Anteil als Verzerrungsstrom interpretiert. Dadurch beinhaltet dieser letztendlich auch die Oberswingungsanteile aus dem Netz, die wiederum über die PLL in einem wenn auch gedämpften Maß als Sollwert vorgegeben werden. Wie schon aus dem Kapitel 4 bekannt, wurde der Betrag des Verzerrungsstromes über je eine Grundswingungsperiode für unterschiedliche Modulationsgrade in einem $\alpha\beta$ -Koordinatensystem aufgetragen. Die Messergebnisse sind in der Abbildung 6.2a dargestellt. Es fällt zunächst negativ auf, dass die gemessenen Pegel gerade bei kleinen Aussteuergraden über denen aus der Simulation liegen, bei der ein maximaler Verzerrungsstrom von deutlich unter 1A zu erwarten war. Allerdings zeigt sich der positive

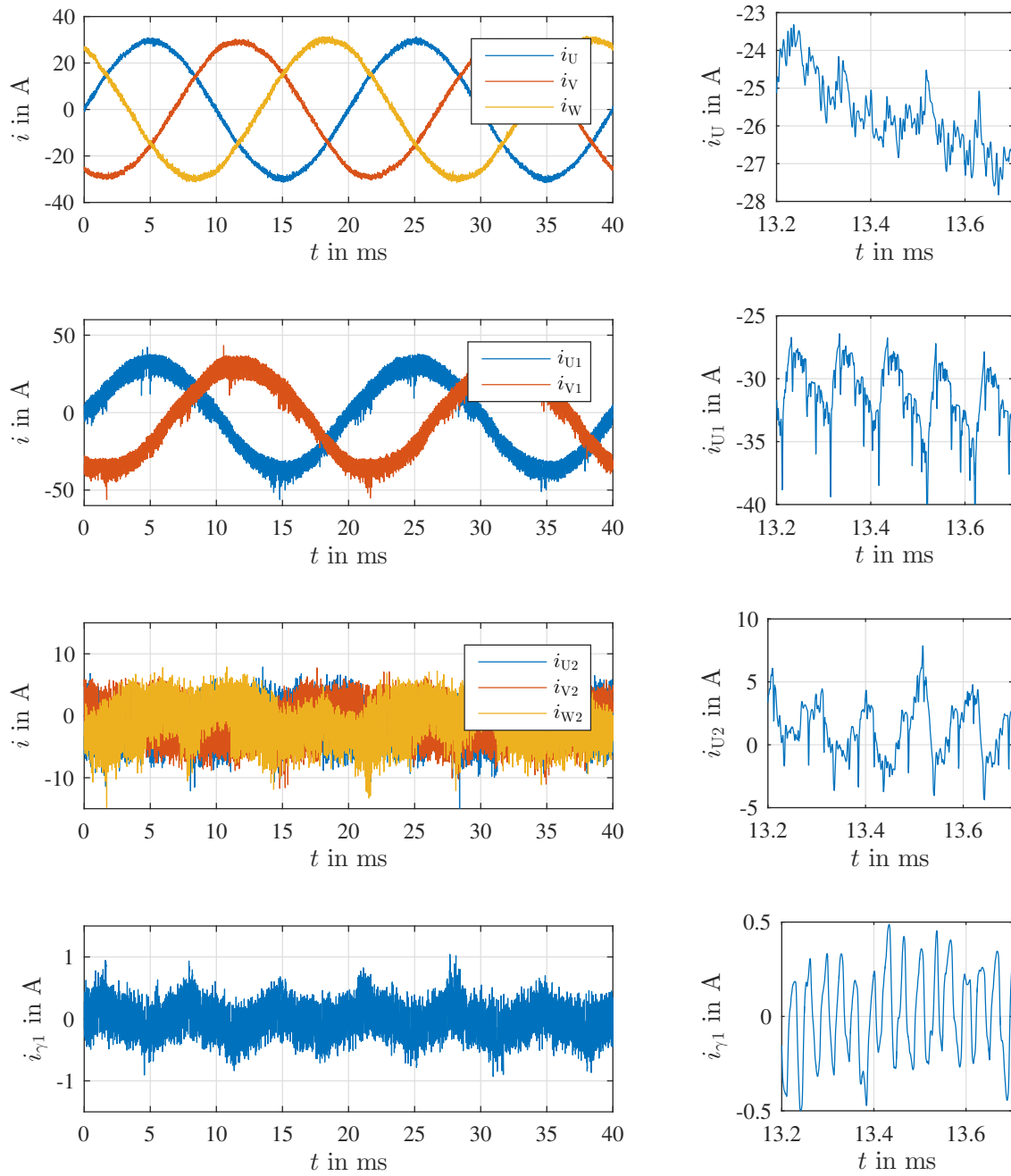


Abbildung 6.1: gemessene Phasenströme in der Last und den beiden USR, in der rechten Spalte ist ein zeitlich höher aufgelöster Ausschnitt für je einen Phasenstrom zu sehen; $|u'_{\alpha\beta}| = 1/4 U_{dc}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34\text{A}$

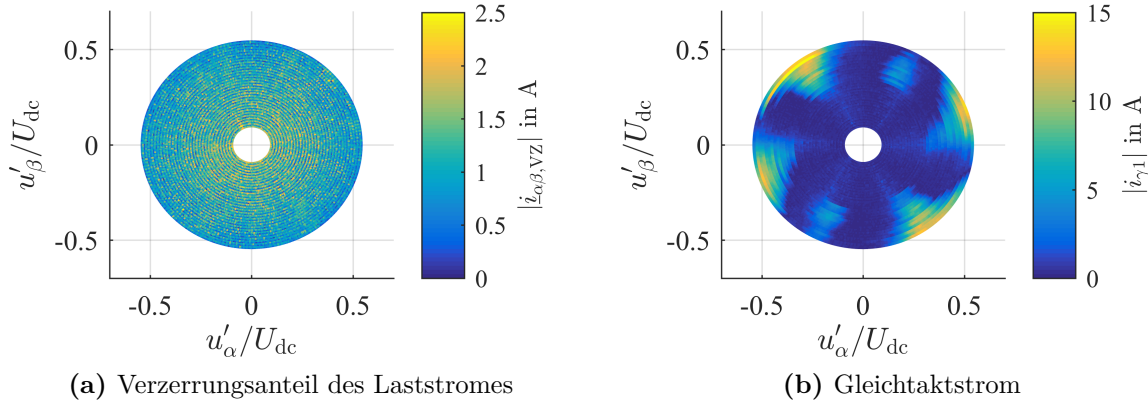


Abbildung 6.2: gemessen über nahezu den gesamten Modulationsbereich; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34\text{A}$

Aspekt darin, dass an den Rändern des Aussteuerbereiches keine markanten Erhöhungen des Verzerrungsanteils zu finden sind.

Der entsprechende Gleichtaktstrom ist in der Abbildung 6.2b abgebildet. Dieser verteilt sich für Arbeitspunkte mit $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| \geq 1/3 U_{dc}$ mit der dreifachen Grundswingungsfrequenz. Wie erwartet steigt der Gleichtaktstrom nach außen hin deutlich an. Der Grund für die gegenüber der Simulation (vgl. Abb. 4.34b) deutlich größeren Amplituden von $i_{\gamma 1}$ ist in Nichtlinearitäten der Drosseln L_1 und L_2 zu finden. Dieses Verhalten wurde im Simulationsmodell nicht berücksichtigt, was die Abweichungen zu den Simulationsergebnissen erklärt. Auffällig ist zudem die unsymmetrische Verteilung des Gleichtaktstromes. Dieser wird maximal, wenn die über eine Pulsperiode (T_{T1}) gemittelte Spannungsdifferenz in der γ -Achse jeweils ihr Maximum erreicht. Da der Phasenwinkel auf $\varphi_{ui} = 0^\circ$ eingestellt war, prägen sich diese, bedingt durch die AZSPWM von USR 1, nahe den Sektorgrenzen ($\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = \pi/3, 2\pi/3, \pi, \dots$) aus. Sobald jedoch die Spannung e_W betragsmäßig ihre maximalen Werte erreicht ($\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = \pi/3, 4\pi/3$), steigt der Gleichtaktstrom nicht in dem Maß, an wie dies bei Phase U und V zu beobachten ist. Dieses im Vergleich zur Simulation abweichende Ergebnis ist auf den fehlenden Stromsensor in der Phase W am AC-Ausgang von USR 1 zurückzuführen (s. Abschn. 5.1.3). Die Bestätigung dieser Annahme ist in den Messergebnissen aus Abbildung 6.3 zu finden. Hier wurden statt wie bisher nicht i_{U1} und i_{V1} sondern die beiden Ströme i_{V1} und i_{W1} gemessen und nach Umstellung von Gleichung 5.2 zur Berechnung von $i_{\alpha\beta 1}$ herangezogen. Die Verlagerung der Maxima von Phase U ($\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = 0, \pi$) nach Phase W ist deutlich zu erkennen,

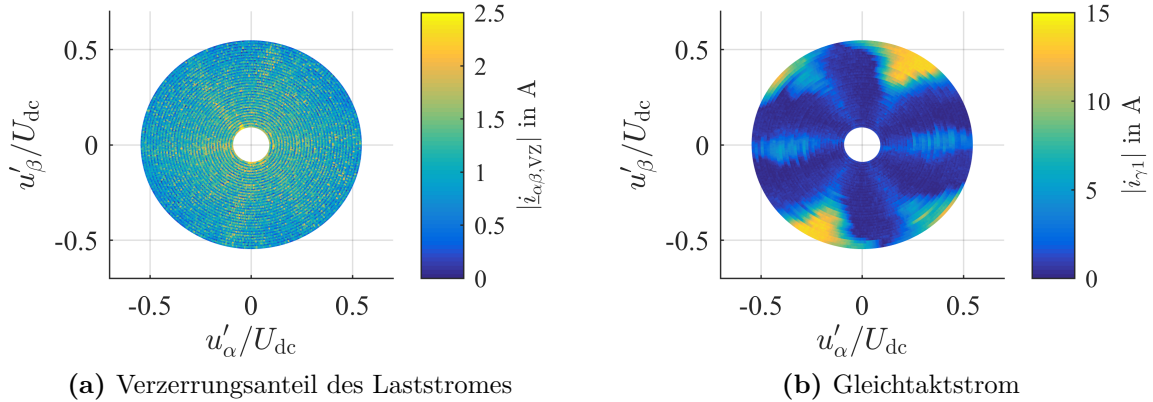


Abbildung 6.3: gemessen über nahezu den gesamten Modulationsbereich bei Messung der Phasenströme i_{V1} und i_{W1} ; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34\text{A}$

während sich die in Phase V ($\angle \underline{u}'_{\alpha\beta} = 2\pi/3, 5\pi/3$) in etwa unverändert ausbilden. Demnach ist davon auszugehen, dass bei einer dreiphasigen Strommessung am AC-Ausgang von USR 1 eine gleichmäßige Verteilung der Maxima, analog zu den Simulationsergebnissen, eintritt.

Für Aussteuergrade $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| > 2\sqrt{3}/9 U_{dc}$ verschieben sich die Positionen der Maxima im Gleichtaktstrom von den Sektorgrenzen hin zur Mitte der Sektoren (vgl. Abb. 4.13). Dieser Übergang ist in den Messergebnissen aus Abbildung 6.2b und 6.3b am Rand des Aussteuerbereiches ansatzweise erkennbar.

In der Abbildung 6.4 sind die Soll- und Istströme aus der Regelung von USR 2 und die geschalteten RV für beide USR gezeigt. Diese Daten wurden während des Betriebs über einen Zeitraum von 5000 Reglertakten im FPGA aufgezeichnet und anschließend ausgelesen. Der Verlauf der RV bestätigt die Funktionsweise des Regelverfahrens, bei dem USR 2 überwiegend RV mit dem gleichen γ -Potential wie USR 1 schaltet. Anhand der Stromverläufe ist zu erkennen, dass die vorgegebenen Sollwerte in der α - und β -Achse im Mittel erreicht werden. Allerdings sind die Ströme $i_{\alpha 2}$ und $i_{\beta 2}$ von hochfrequenten Anteilen überlagert. Mit jedem Schaltvorgang wird die Lastimpedanz zum Schwingen angeregt, was aufgrund der geringen Dämpfung mitunter hohe Amplituden im Stromverlauf verursacht. Dieser Vorgang ist beispielhaft in Abbildung 6.5 für den Soll- und gemessenen Iststrom in der α -Achse detailliert dargestellt. Nachdem ein Wechsel eines RV stattgefunden hat, macht sich zunächst die Totzeit im gesamten System bemerkbar, im Stromverlauf ist keine mit dem RV-Wechsel assoziierte Änderung feststellbar. Anschließend führt der applizierte RV zu einem neuen Ausgleichsvor-

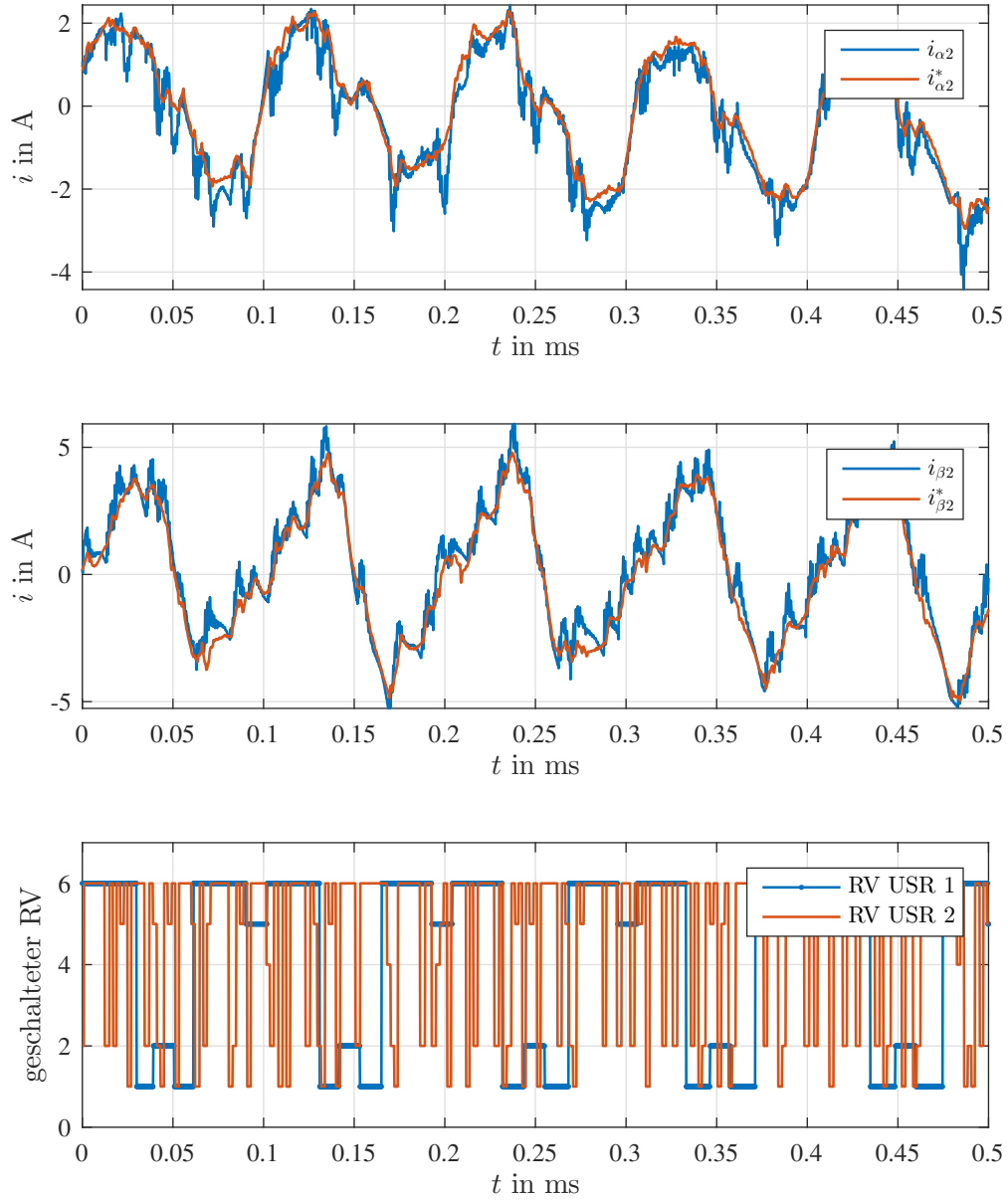


Abbildung 6.4: aus dem FPGA extrahierte Messgrößen, Soll- und Istströme für die Regelung von USR 2 und die ausgegebenen RV beider USR; $|u'_{\alpha\beta}| = 0,4U_{dc}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38A$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34A$

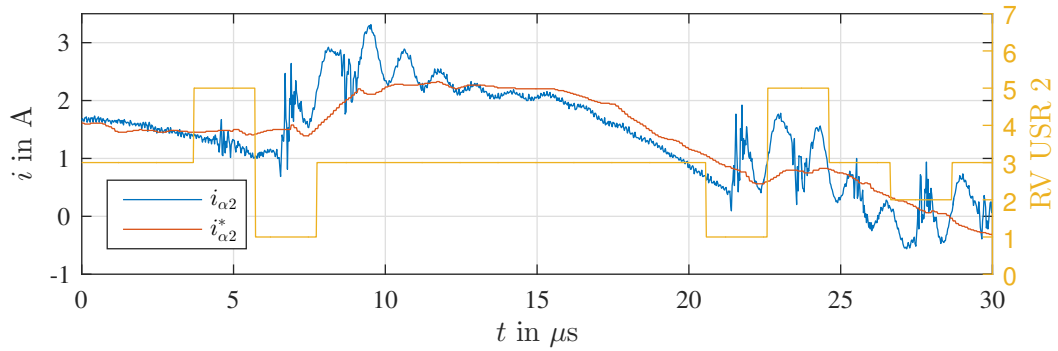


Abbildung 6.5: hochauflösende Darstellung der aus dem FPGA extrahierten Stromverläufe und RV für die Regelung von USR 2, $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 0,4U_{dc}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38A$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34A$

gang, der sich je nach Systemzustand ggf. mit einem noch nicht vollständig abgeklungenen Einschwingvorgang überlagert.

Wie bereits in Abschnitt 5.2 erwähnt wurde, kommen zwei Maßnahmen zum Einsatz, um den Einfluss der Einschwingvorgänge auf die Regelung von USR 2 zu minimieren. Die Sperrzeit, welche den Regler für eine gewisse Zeit deaktiviert wurde empirisch ermittelt und für alle Messungen auf $t_{ot} = 2\mu s$ eingestellt. Sie wirkt sich wie eine Art Totzeit negativ auf die Dynamik aus. Deshalb wurde auch das äußere Toleranzband im Vergleich zur Simulation geringfügig erhöht. Letztendlich führt dies zu dem Schluss, dass die Ströme aus den kapazitiven Umladevorgängen als Störgröße maßgeblich für die Diskrepanz zwischen theoretisch ermitteltem und dem gemessenen Last-Verzerrungsstrom verantwortlich sind. Auch der im Vergleich zur Simulation erhöhte Gleichtaktstrom wird von dieser Ursache beeinflusst.

Im erweiterten Aussteuerbereich können die Gleichtaktströme zunehmend nicht mehr geregelt werden, wodurch diese sehr große Werte erreichen (s. Abb. 6.2b). Für einen praktischen Einsatz müsste deshalb, im Hinblick auf einen möglichst hohen Wirkungsgrad, eine entsprechende passive Abschwächung des γ -Stromes, in Form zusätzlicher Induktivitäten im γ -Kreis, vorgenommen werden. Die Möglichkeit zur aktiven Dämpfung besteht jedoch weiterhin, wenn dafür die Stellreserve in der $\alpha\beta$ -Ebene eingeschränkt wird (s. Abschn. 4.3.2). Aus diesem Grund wurden die Messreihen ein weiteres Mal durchgeführt, wobei die Funktion des äußeren Toleranzbandes deaktiviert wurde. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.6 dargestellt. Sie zeigen, dass selbst bei Aussteuergraden von $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| > 1/3U_{dc}$ eine gleichmäßige Kompensation des Last-Verzerrungsstromes und des Gleichtaktstromes möglich ist. Der Gleichtaktstrom weist

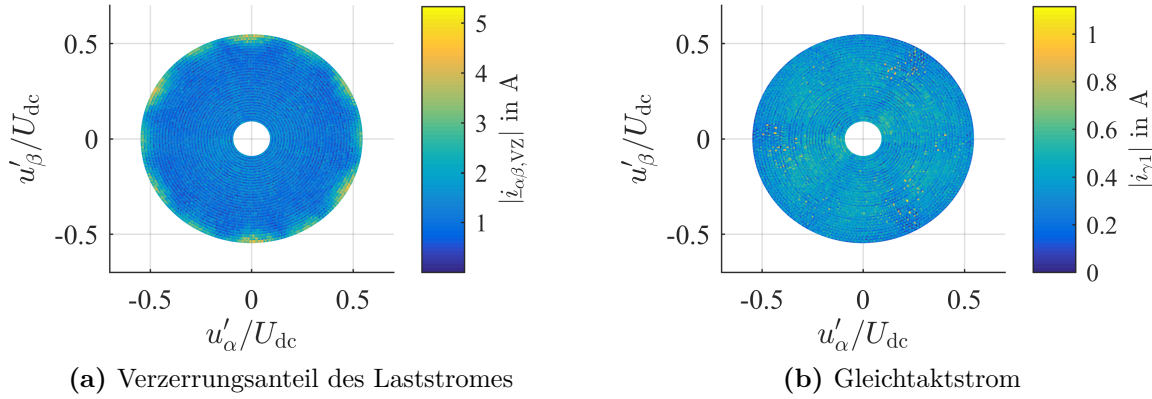


Abbildung 6.6: über nahezu den gesamten Modulationsbereich, bei deaktiviertem erweitertem Aussteuerbereich; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$

über den gesamten Arbeitsbereich eine Schwingung mit der dreifachen Grundswingungsfrequenz auf. Diese ist auch schon in Abbildung 6.2b bei allen Aussteuergraden enthalten und entsteht durch die Modulation von USR 1 und die Totzeit der direkten Stromregelung von USR 2. Jedoch ist die dreifache Grundswingungsfrequenz bei genauer Betrachtung auch auf dem Last-Verzerrungsstrom bei Aussteuergraden von $|u'_{\alpha\beta}| < 1/\sqrt{3}U_{dc}$ zu finden (vgl. Abb. 4.35). In der Abbildung 6.7 ist beispielhaft der α -Anteil des Last-Verzerrungsstromes für einen Aussteuergrad nahe der äußeren Grenze abgebildet. Die enthaltene dreifache Grundswingungsfrequenz entsteht durch die fehlende Stellreserve im eingeschränkten Aussteuerbereich. Wird das äußere Toleranzband $I_{\alpha\beta,h}$ verkleinert, so dass der erweiterte Aussteuerbereich ge-

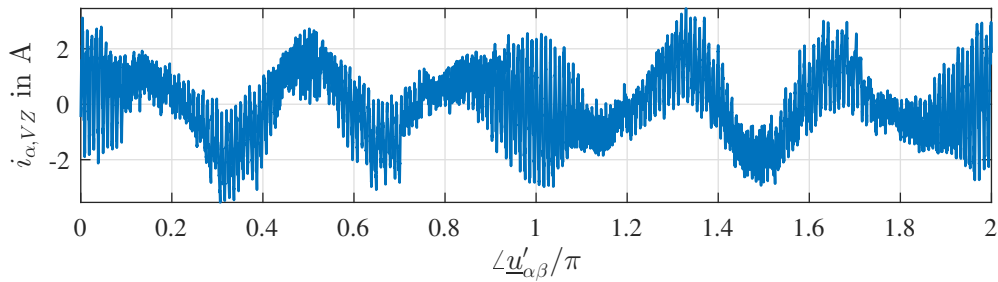


Abbildung 6.7: Messung ohne die Erweiterung des Aussteuerbereiches, der Last-Verzerrungsstrom enthält einen deutlichen Anteil der dreifachen Grundswingungsfrequenz; $|u'_{\alpha\beta}| = 0,52U_{dc}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$

nutzt wird, so tritt die dreifache Grundswingungsfrequenz bei gleichem Aussteuergrad nicht mehr im Last-Verzerrungsstrom auf, was aus Abbildung 6.8 hervorgeht. Die Amplitude des

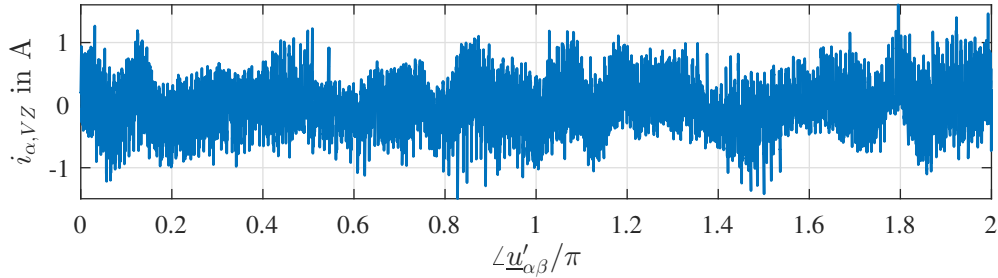


Abbildung 6.8: Messung mit der Erweiterung des Aussteuerbereiches; der Anteil der dreifachen Grundswingungsfrequenz verschwindet aus dem Laststrom; $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 0,52U_{dc}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38A$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34A$

Last-Verzerrungsstromes ist bei Nutzung des erweiterten Aussteuerbereiches etwa um den Faktor 2 geringer, als wenn dieser zu Gunsten einer Regelung des Gleichtaktstromes nicht verwendet wird.

Die gemessenen mittleren Schaltfrequenzen in den drei Phasen von USR 2 stimmen qualitativ gut mit den in der Simulation ermittelten Verläufen überein. Die Ergebnisse aus den Messungen sind in Abbildung 6.9 gezeigt. Es ergibt sich eine annähernd gleiche Schaltfrequenz in den drei Phasen, die mit steigendem Aussteuergrad nahezu exponentiell abnimmt.

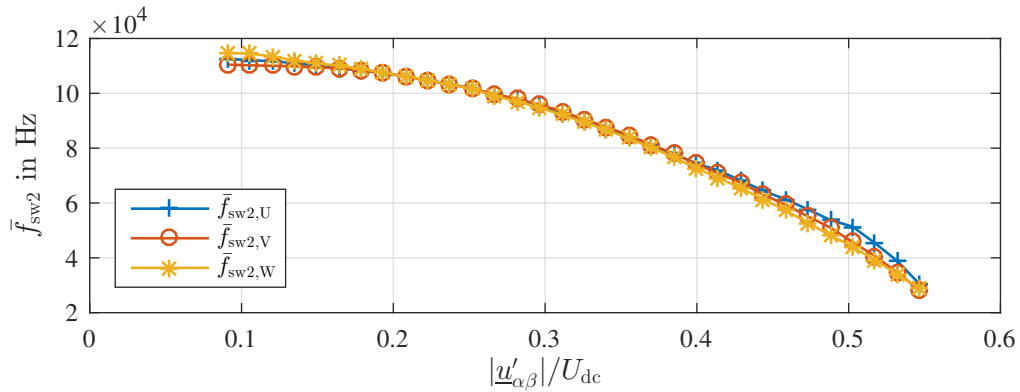


Abbildung 6.9: gemessene Schaltfrequenzen in den drei Halbbrücken von USR 2, gemittelt über eine Grundswingungsperiode; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38A$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34A$

In Abbildung 6.10 ist stellvertretend für den gesamten Laststrom der Betrag der DFT von i_α gezeigt. Die gemessenen Verläufe sind weitgehend mit denen aus der Simulation (vgl. Abb.

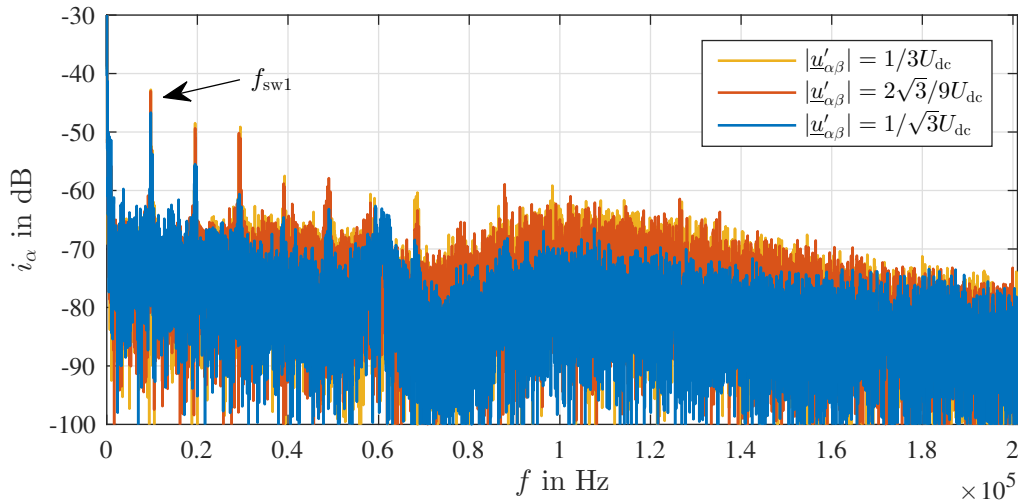


Abbildung 6.10: gemessenes Spektrum des Laststromes i_α bei ausgewählten Modulationsgraden: $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34\text{A}$; Darstellungsbereich wurde auf max. -30dB begrenzt; $0\text{dB}: \hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$

4.38a) ermittelten konsistent, obwohl die Einflüsse des praktischen Aufbaus anhand ansatzweiser Resonanzstellen deutlich sichtbar sind. Die erwarteten Pegel bezüglich der Dämpfung der Schaltfrequenz von USR 1 und deren Vielfache ($n f_{sw1}$) können nicht exakt erreicht werden. Diese Dämpfung nimmt mit steigendem Modulationsgrad zu, obwohl dann die niederharmonischen Anteile erstarken. Dieses Verhalten geht auch aus Abbildung 6.11 hervor und ist bereits aus der Simulation bekannt (vgl. Abb. 4.38c).

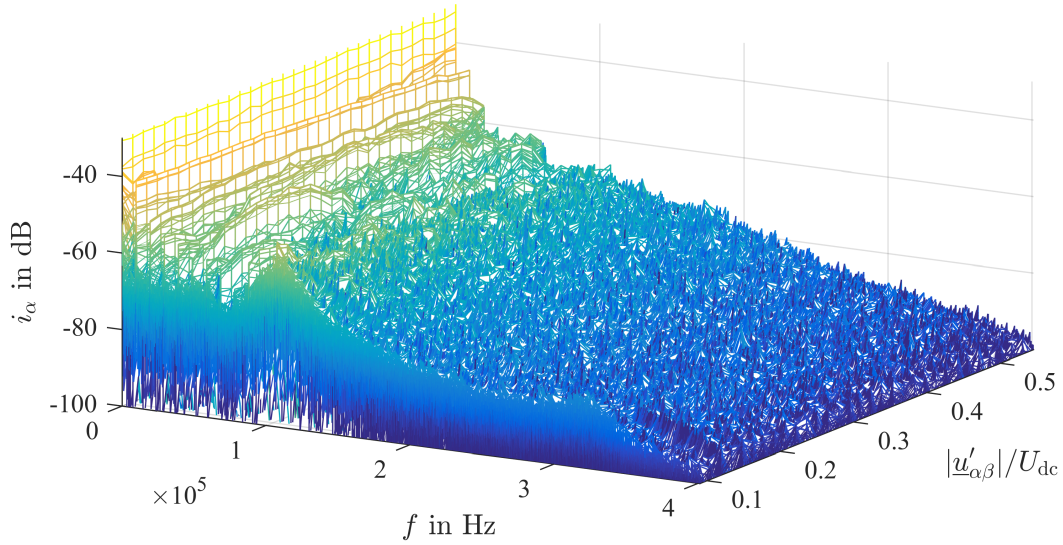


Abbildung 6.11: gemessenes Frequenzspektrum des Laststromes i_α für alle möglichen Modulationsgrade: $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,34\text{A}$; Darstellungsbereich wurde auf max. -30dB begrenzt; 0dB : $\hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$

6.2 Dynamisches Verhalten

Obwohl in der Simulation nur das stationäre Verhalten untersucht wurde, soll an dieser Stelle ein Messergebnis zum dynamischen Verhalten des Stromrichters in Hybridstruktur präsentiert werden. Für die Messungen wurde die Konfiguration des Prüfstandes aus dem vorigen Abschnitt beibehalten. Während zu Beginn ein Laststrom von $\hat{i}^* = 5\text{A}$ vorgegeben war, wurde dieser mittels eines Sollwertsprunges auf $\hat{i}^* = 30\text{A}$ erhöht. Die daraus resultierenden Phasenstromverläufe sind beispielhaft für einen beliebigen Aussteuergrad in der Abbildung 6.12 dargestellt. Während der überhöhten Regelabweichung liefert USR 2 ebenfalls einen überdurchschnittlich hohen Beitrag zum Laststrom. Das bewirkt zum einen ein beschleunigtes Erreichen der Sollwerte, was aus dem direkten Vergleich der Ströme i_V und i_{V1} hervorgeht. Zum anderen wird ein Überspringen des PI-Reglers, welcher für USR 1 zuständig ist, von USR 2 kompensiert. Dies ist aus den Stromverläufen i_{V1} und i_{V2} im Zeitraum von 15-20ms ersichtlich. Der Gleichtaktstrom $i_{\gamma1}$ wird in diesem Zeitraum nicht mit der höchsten Priorität geregelt, weshalb das eingestellte Toleranzband von $I_{\gamma,\delta} = 2\text{A}$ kurzzeitig überschritten wird.

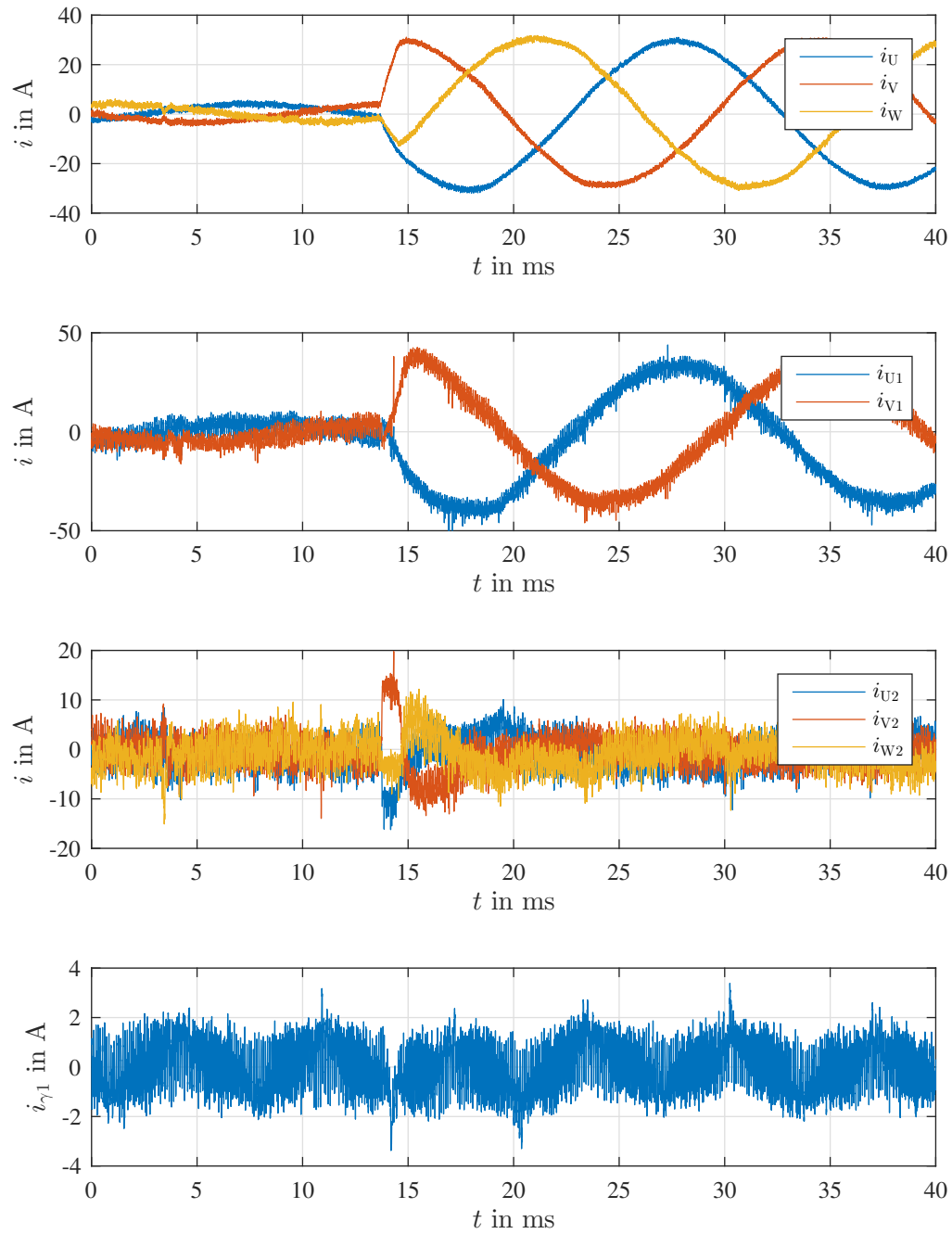


Abbildung 6.12: gemessene Phasenströme in der Last und den beiden USR bei einem Lastsprung von 5A auf 30A; $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 1/3 U_{dc}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0.38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0.34\text{A}$

7 Zusammenfassung und Bewertung

7.1 Ergebnisse aus den einzelnen Kapiteln

In der vorliegenden Arbeit wird eine Stromrichtertopologie vorgestellt, deren Grundgedanke prinzipiell darin besteht, die für einen dreiphasigen Stromrichter notwendigen passiven Filterelemente durch Hinzunahme einer verhältnismäßig kleinen Halbleiter-Chipfläche zu reduzieren. Diese Vorstellung wird von den aktuellen Entwicklungen in der Leistungselektronik bekräftigt. Eine ausgiebige Recherche listet die aktuell existierenden Methoden zur Reduzierung von Oberschwingungen, welche durch die schaltende Betriebsweise der Leistungshalbleiter entstehen, auf und bewertet diese. Neben den Filtern sind zudem die Steuerverfahren und die Topologie des Stromrichter-Systems maßgeblich für die Verringerung unerwünschter Frequenzanteile verantwortlich. Ein Stromrichter in der vorgeschlagenen Hybridstruktur wurde wissenschaftlich bisher noch nicht auf dessen Fähigkeit zur aktiven Reduzierung von Oberschwingungen untersucht bzw. veröffentlicht. Das gab den Anlass für diese Arbeit.

Die theoretische Betrachtung wird in drei Stufen aufgebaut. Ausgehend von einem idealen Modell wird dieses sukzessive an annähernd realitätsnahe Bedingungen angepasst. Im ersten Schritt kann eine bereits bekannte Beschreibung parallel geschalteter Stromrichter ausgebaut werden, um grundlegende mathematische Gleichungen herzuleiten, die für die Beantwortung zentraler Fragestellungen notwendig sind. So kann geklärt werden, welche Randbedingungen von Seiten der Dimensionierung der Bauteile gegeben sein müssen, um eine ideale Kompensation des Verzerrungsstromes zu erzielen. Die Arbeit liefert die Theorie zur Systemauslegung. Dennoch ist es aufgrund der vielen Freiheitsgrade nicht möglich, eine pauschale Vorschrift zur Auslegung zu formulieren. Weiterhin wird der Aussteuerbereich des Stromrichter-Systems ermittelt. Es stellte sich heraus, dass dieser bei entsprechender Wahl der Induktivitäten nur geringfügig kleiner ist als der eines einzelnen Stromrichters. Die Freiheitsgrade, welche jeder der beiden Stromrichter mit sich bringt, werden durch die AC- und DC-seitige Parallelschaltung stark eingeschränkt. Grund dafür sind die unerwünschten Gleichtaktströme zwischen den Stromrichtern. Ohne ein darauf abgestimmtes Modulationsverfahren ist eine vollständi-

ge aktive Unterdrückung der Gleichtaktkomponenten prinzipbedingt nicht möglich. Jedoch ist es mit dem angepassten Verfahren auch nur in einem Teil des gesamten Aussteuerbereiches machbar. Eine unter den idealen Grundsätzen durchgeführte Simulation bestätigt die theoretischen Erkenntnisse durch die anschauliche Darstellung der Simulationsergebnisse.

In der zweiten Phase wird das Hardware-Modell durch eines, welches die einzelnen Leistungshalbleiter abbildet, ersetzt. Das bewirkt, dass nun beide Stromrichter mit je einem Modulationsverfahren betrieben werden müssen, wobei die ideale Regelung von USR 2 zunächst beibehalten wird. Die zusätzliche, zwingend erforderliche Modulation addiert Verzerrungsströme zum Laststrom, die beispielsweise durch passive Bauteile gedämpft werden können. Auch hier bestätigen Simulationen die zuvor weitergeführten theoretischen Erkenntnisse. Eine Erhöhung der Schaltfrequenz von USR 2 sorgt nur bis zu einem bestimmten Grad für eine Abnahme der Oberschwingungsanteile, weil sie dann zunehmend von den Störeinflüssen aus der Hardware dominiert werden. Die Taktung beider Stromrichter ruft eine Intermodulation hervor, wodurch eine Reihe charakteristischer Frequenzen entstehen.

Für die Regelung der Oberschwingungsströme im Zeitbereich ist ein Zustandsregler erforderlich, der wiederum Zugriff auf eine Vielzahl an Messgrößen und Modellparametern benötigt. Die direkten Stromregler bieten an dieser Stelle Vorzüge, die im dritten Schritt untersucht wurden. Ein neuartiges direktes Regelverfahren wurde eingeführt, dessen Funktionsweise und Parameter erläutert und hergeleitet. Es benutzt lediglich die AC-seitigen Ströme der Stromrichter zur Regelung der Last- und Gleichtaktströme. Wieder erbringt eine Simulation den Nachweis für die prinzipielle Funktion. Die Resultate stehen auch hier in Einklang mit den Anfangs aufgestellten idealen Überlegungen. Die sich ergebenden Frequenzspektren weisen den für direkte Regelverfahren typischen Verlauf auf. In den drei Phasen stellt sich eine gleichmäßige mittlere Schaltfrequenz ein.

Das Prinzip des Stromrichters in Hybridstruktur soll durch praktische Messungen nachgewiesen werden. Dazu wurde ein Prüfstand entwickelt und dessen Bestandteile im einzelnen vorgestellt. Die gekoppelte Regelung der beiden Stromrichter stellt spezielle Anforderungen an einige der eingesetzten Komponenten, die ebenfalls erläutert werden.

Die Messungen werden nach dem gleichen Schema durchgeführt, wie es bereits aus den vorangegangenen Simulationen bekannt ist. Die Ergebnisse bestätigen die einwandfreie Funktionsweise. Allerdings treten parasitäre Einflüsse, die nur in einem realen Messaufbau vorzufinden sind, hervor. So ist es nicht möglich, die aus der Simulation bekannten Werte genau zu erreichen. Durch die kapazitiven Umladevorgänge nach jeder Schalthandlung und den daraus resultierenden Schwingungen im Stromverlauf kann die direkte Stromregelung, die auf

höchste Dynamik ausgelegt ist, diese nicht vollständig nutzen. Deshalb können auch die Trägerfrequenzen von USR 1 nicht wie aus der Simulation erwartet gedämpft werden. Dennoch weist das gemessene Frequenzspektrum qualitativ den aus der Simulation bekannten Verlauf auf. Die Verteilung der mittleren Schaltfrequenzen über die drei Phasen ist annähernd identisch mit der aus der Simulation. Im dynamischen Lastfall ist der Stromrichter in Hybridstruktur in der Lage, die Regeldifferenz von USR 1 auszugleichen, wodurch der geforderte Sollwert schnellstmöglich erreicht wird.

Ein Großteil der zu Beginn formulierten Fragestellungen kann mit dieser Arbeit beantwortet werden. Es wurde ein theoretisches Modell erarbeitet, mit dessen Hilfe die Topologie beschrieben und analysiert wird. Damit kann auch gezeigt werden, dass sich die Parallelschaltung von Stromrichtern, welche mit unterschiedlicher Schaltfrequenz arbeiten, prinzipiell dazu eignet, Oberschwingungen aktiv zu kompensieren. Durch die schrittweise Adaption des Modells konnten die Grenzen und Anforderungen für eine praktische Umsetzung ermittelt werden. Daraus entstand ein neuartiges direktes Regelverfahren, dessen Funktionsfähigkeit durch Simulations- und Messergebnisse belegt werden. Schlussendlich bleibt die Frage, in welchem Umfang die Topologie einschließlich des vorgestellten Regelverfahrens dazu geeignet ist, passive Bauteile zu ersetzen. Dies wird im folgenden Abschnitt dargelegt.

7.2 Möglichkeiten zur Einsparung passiver Bauteile

Die Parallelschaltung der USR auf der Wechselspannungsseite ermöglicht zusätzliche Freiheitsgrade zur gezielten Beeinflussung der $\alpha\beta$ -Komponenten der Last im Vergleich zum Betrieb mit nur einem USR. Allerdings erfordert dieser vordergründige Gewinn gleichzeitig einen Mehraufwand, der in die Entkopplung der beiden USR investiert werden muss, denn es entsteht ebenso eine gegenseitige Beeinflussung die in Abschnitt 4.1 ausführlich beschrieben wurde. Üblicherweise ist dies mit dem Einsatz zusätzlicher induktiver Bauteile gleichzusetzen.

Durch die ergänzende Parallelschaltung auf der Gleichspannungsseite eröffnet sich ein Strompfad für die Null- bzw. γ -Komponenten zwischen den beiden USR. Es gilt, einen etwaigen Stromfluss zu unterbinden, was aktiv und passiv erfolgen kann. Durch weiteres Einschränken der Freiheitsgrade (AZSPWM für USR 1, häufige Doppelumschaltungen für USR 2) gelingt eine aktive Kompensation des Gleichtaktstromes – letztendlich auf Kosten der Lastströme. Durch Hinzunahme weiterer induktiver Bauteile, die auf den Gleichanteil wir-

ken, kann eine passive Dämpfung realisiert werden. In der vorliegenden Arbeit wurden beide Ansätze kombiniert, da keine Maßnahme alleine zufriedenstellend wirkt.

Es stellt sich die berechnete Frage, ob dieser Mehraufwand der Parallelschaltung schlussendlich einen derart positiven Einfluss auf die Qualität des Laststromes ausübt, welcher den einer konventionellen USR-Konfiguration mit RZM übertrifft. In der Theorie wurde das Potential anhand eines Vergleiches mit einem Standard Stromrichter-Last System ermittelt. Es stellten sich deutliche Einsparungen für passive Bauteile heraus (vgl. Abb. 4.43, 4.44 und 4.28). Um eine praktische Beurteilung anstellen zu können, wurde der Prüfstand aus Abbildung 5.1 insoweit modifiziert, dass USR 1 ebenfalls als konventioneller Stromrichter betrieben werden kann. Dieser wurde am PCC direkt an die Last angeschlossen, welche weiterhin aus der Induktivität L_N und dem Stelltransformator besteht. In einer zweiten Messreihe wurde zusätzlich zu L_N die Induktivität L_1 in Serie geschaltet. Zur Strommessung wurden weiterhin die HOKA-Sensoren verwendet und die Spannung ist nach wie vor zwischen L_N und dem Stelltransformator abgegriffen worden. Der USR 2 wurde mit all seiner Peripherie abgetrennt, um einen möglichen Einfluss parasitärer Kapazitäten zu vermeiden. Während USR 1 mit einem klassischen PI-Regler und anschließender RZM zur Regelung des Laststromes betrieben wurde, sind die identischen Arbeitspunkte wie aus Abschnitt 6.1 angefahren worden. Dabei entsprach die Schaltfrequenz der wie sie auch in der Parallelschaltung gewählt war, $f_{sw} = 9,7\text{kHz}$. Die Verzerrungsströme wurden auf bekannte Weise aus den gemessenen Lastströmen extrahiert und sind in gewohnter Darstellung in Abbildung 7.1 präsentiert.

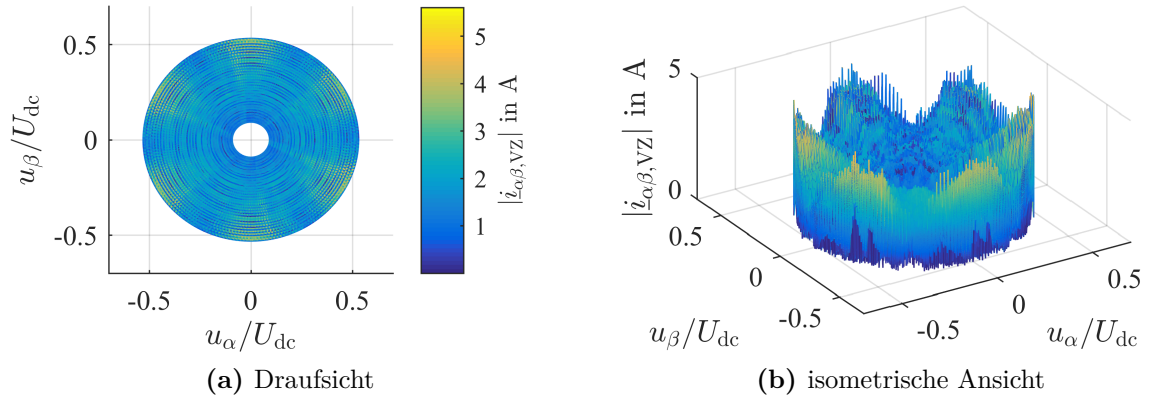


Abbildung 7.1: Betrag des Verzerrungsstromes $i_{\alpha\beta, VZ}$ bei Stromeinprägung mit einem USR und herkömmlicher RZM mit L_N und dem Stelltransformator als Last

Anschaulich werden die Ergebnisse bei einer Gegenüberstellung der über die drei Phasen gemittelten Verzerrungsstrom-Effektivwerte nach Abbildung 7.2. Die gemittelten, maximalen Verzerrungsströme sind in Abbildung 7.3 dargestellt. In den beiden Diagrammen sind jeweils

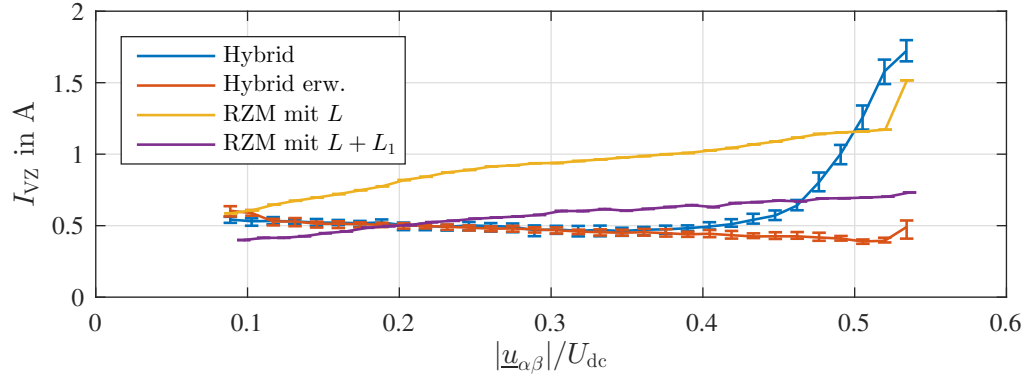


Abbildung 7.2: Vergleich der Effektivwerte der gemessenen Last-Verzerrungsströme gemittelt über die drei Phasen bei Betrieb des Stromrichters in Hybridstruktur und einem USB mit gewöhnlicher RZM; die vertikalen Balken geben die Abweichungen der drei Phasen untereinander an

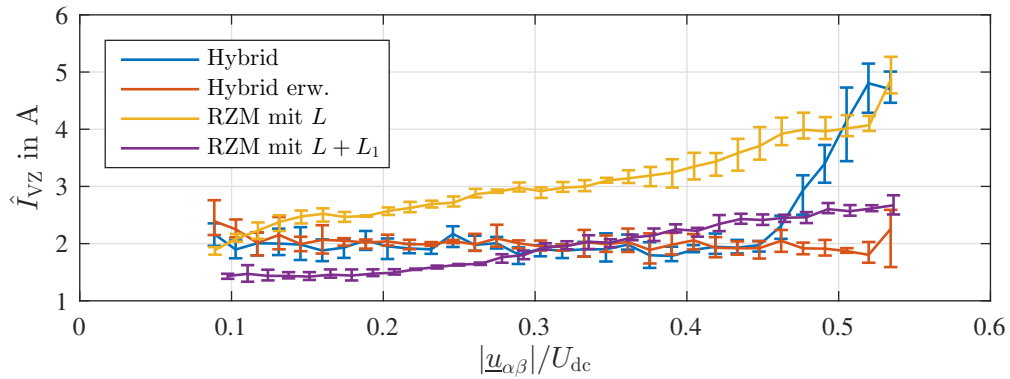


Abbildung 7.3: Vergleich der Maximalwerte der gemessenen Last-Verzerrungsströme gemittelt über die drei Phasen bei Betrieb des Stromrichters in Hybridstruktur und einem USB mit gewöhnlicher RZM; die vertikalen Balken geben die Abweichungen der drei Phasen untereinander an

vier Messungen enthalten. Die Kurven mit der Bezeichnung *Hybrid* beruhen auf den Messwerten aus Abbildung 6.6, bei denen der erweiterte Aussteuerbereich zu Gunsten eines geregelten Nullstromes nicht genutzt wird. Damit ist der deutliche Anstieg des Last-Verzerrungsstromes

ab etwa $|\underline{u}_{\alpha\beta}| \geq 0,4U_{dc}$ zu erklären. Die Messergebnisse aus Abbildung 6.3 sind in den Graphen mit dem Namen *Hybrid erw.* vertreten. Dabei wurde der erweiterte Aussteuerbereich genutzt, weshalb die Maximal- und Effektivwerte für alle Modulationsgrade nahezu konstant niedrig verlaufen. Die Abweichungen unter den drei Phasen sind durch die Strommessung mit nur fünf Sensoren zu erklären. Deren zusätzliche Folgen sind schon aus dem vorigen Abschnitt 6.1 bekannt. Wie bereits erwähnt, wurden zum Vergleich Messungen mit einer konventionellen RZM angestellt, wobei für die wirksame Lastinduktivität zwei unterschiedliche Werte, L und $L + L_1$, eingesetzt wurden. Diese beiden Kurvenverläufe sind jeweils in den Legenden mit *RZM mit L* bzw. *RZM mit $L + L_1$* bezeichnet und weisen eine hohe Ähnlichkeit mit den aus der Theorie (s. [26, S. 164]) bekannten Verläufen auf.

Qualitativ stimmen die Verläufe *Hybrid erw.* und *RZM mit L* sehr gut mit den bereits aus der Simulation bekannten Ergebnissen überein (vgl. Abb. 4.43 u. 4.44). Die gemessenen Kurven weisen lediglich insgesamt höhere Werte auf, da nicht alle Einflüsse des praktischen Aufbaus in der Simulation berücksichtigt wurden. Trotzdem erfüllen die Messergebnisse die Erwartungen aus dem direkten Vergleich beider Topologien.

Alleine der Vergleich gibt indessen noch keine Auskunft darüber, ob und wie viele induktiven Bauteile durch die Hybridstruktur eingespart werden können. Für eine richtige Kosten-Nutzen-Analyse müssen die zur Kopplung der beiden USR notwendigen Induktivitäten L_1 und L_2 mit berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wurde die Messreihe mit der Bezeichnung *RZM mit $L + L_1$* in die Abbildungen 7.2 und 7.3 mit aufgenommen. Sie zeigen die effektiven bzw. maximalen Last-Verzerrungsströme, die ein konventioneller USR mit RZM aufweist, wenn er bei identischer Last dieselbe Filterdrossel (L_1) zur Verfügung hat, wie sie für den Betrieb des Stromrichters in Hybridstruktur unabdingbar ist. Die Gleichtakt drossel L_2 wirkt größtenteils nur auf den Nullstrom, welcher bei der verwendeten symmetrischen Last ohne angeschlossenen Sternpunkt unbedeutend ist. Daher wird sie nicht in die Messung mit einbezogen. Bei der Gegenüberstellung der Kurve *RZM mit $L + L_1$* mit denen der Hybridstruktur fällt der Gewinn deutlich schmaler aus. Mit einem Mehrwert der Hybridstruktur ist bei Betrachtung der Effektivwerte ab $|\underline{u}_{\alpha\beta}| \geq 0,2U_{dc}$ und bei den Maximalwerten ab etwa $|\underline{u}_{\alpha\beta}| \geq 0,3U_{dc}$ zu rechnen. Des Weiteren ist zu beachten, dass bei Nutzung des erweiterten Aussteuerbereiches (Kurve *Hybrid erw.*) nicht vernachlässigbare Gleichtaktströme zwischen den beiden USR auftreten, weshalb eine effiziente Betriebsweise nur mit aktiver γ -Strom-Regelung (Kurve *Hybrid*) sinnvoll erscheint. Die in diesem Betriebsfall, bei hohen Aussteuergraden, auftretenden erhöhten Last-Verzerrungsströme führen dazu, dass ein Benefit durch die Parallelschaltung der beiden USR nur im Teillastbereich ($0,25U_{dc} \leq |\underline{u}_{\alpha\beta}| \leq 0,45U_{dc}$) erreicht

werden kann. Diese Aussage gilt bei Betrachtung der Effektivwerte. Für die Maximalwerte verringert sich der vorteilhafte Bereich noch etwas.

Um letztendlich einen konkreten Zahlenwert für das Maß der Einsparung passiver Bauelemente angeben zu können, wurde neben L_1 und L eine weitere Induktivität L_M in den Lastkreis eingefügt. Der gesamte Aufbau für die Messung mit RZM stellt sich demnach wie in Abbildung 7.4 dar. Die zusätzliche Drossel L_M wird dabei so dimensioniert, dass der USR

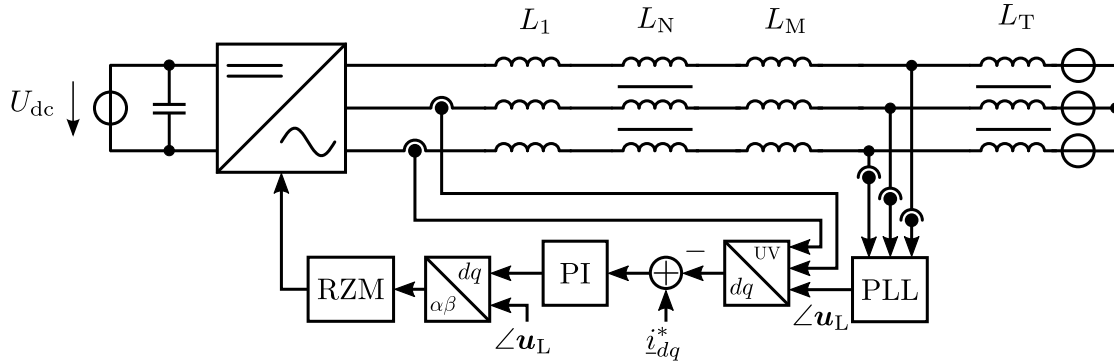


Abbildung 7.4: Blockschaltbild zum Aufbau der Vergleichsmessung mit RZM; durch Hinzunahme der Induktivität L_M können dieselben Werte des Last-Verzerrungsstromes wie beim Stromrichter in Hybridstruktur erreicht werden

betrieben mit RZM in allen Arbeitspunkten geringere oder gleiche Last-Verzerrungsströme aufweist als der Stromrichter in Hybridstruktur ohne erweiterten Aussteuerbereich. Dieses Ergebnis ist durch Abbildung 7.5 bekräftigt.

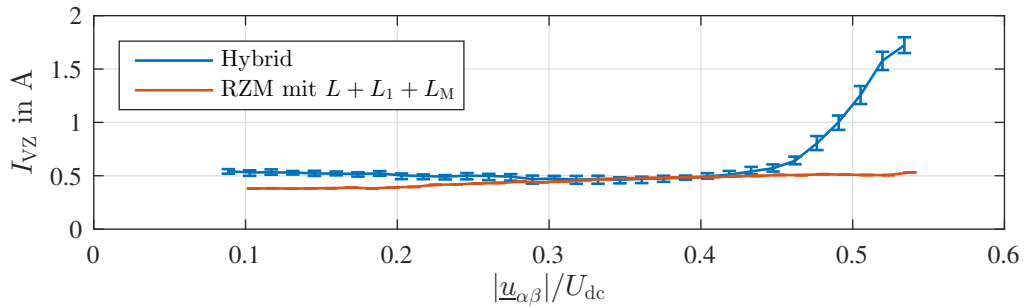


Abbildung 7.5: Vergleich der gemessenen, effektiven Last-Verzerrungsströme gemittelt über die drei Phasen bei Betrieb des Stromrichters in Hybridstruktur und einem USR mit gewöhnlicher RZM und zusätzlicher Drossel L_M ; die vertikalen Balken geben die Abweichungen der drei Phasen untereinander an

Die ermittelten Frequenzspektren der RZM in der Abbildung 7.6 untermauern dieses Resultat. Während bei der RZM die Pegel der ersten Trägerbänder sogar etwas höher liegen im Vergleich zu denen aus der Hybridstruktur (s. Abb. 6.10), so befinden sich die Anteile dazwischen auf PWM typisch niedrigerem Niveau, ein klares Indiz für einen insgesamt geringeren Verzerrungsanteil.

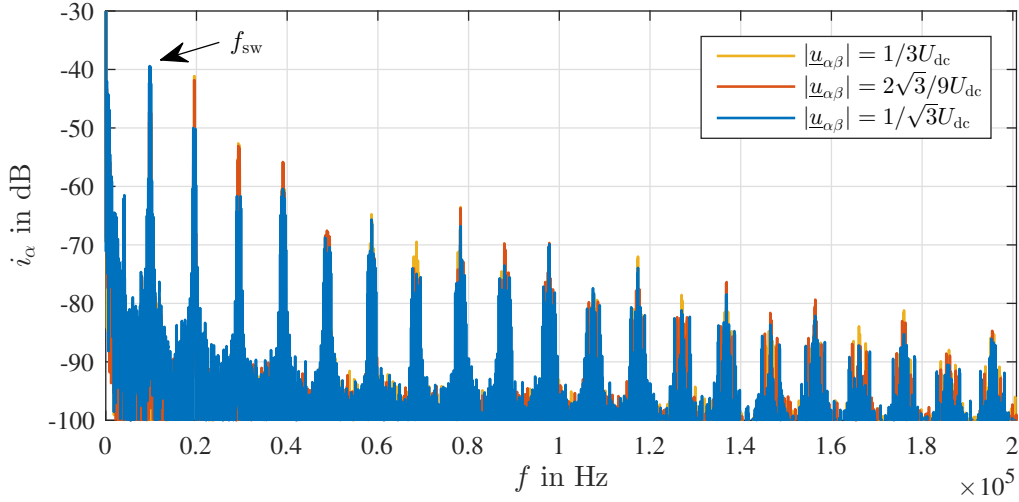


Abbildung 7.6: gemessenes Spektrum des Laststromes i_α bei ausgewählten Modulationsgraden und Betrieb eines USR mit RZM und $L + L_1 + L_M$ als Lastinduktivität: $f_{sw} = 9,7\text{kHz}$; Darstellungsbereich wurde auf max. -30dB begrenzt; 0dB : $\hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$

Somit lässt sich die abschließende Feststellung treffen, dass sich durch den Stromrichter in Hybridstruktur der Filteraufwand in Form von der Drossel L_M im Teillastbereich einsparen ließe. Konkret bedeutet das eine Verringerung der Induktivität um $0,6\text{mH}$, was bezogen auf die insgesamt eingesetzte Induktivität $(L_1 + L_N + L_T)$ eine Reduzierung um 30% ausmacht.

8 Ausblick

Wie bereits im vorigen Abschnitt 7.2 angedeutet wurde, ist die Regelung des Gleichtaktstromes dafür verantwortlich, dass gewisse Freiheitsgrade für die Regelung der symmetrischen Lastströme fehlen. Das wird besonders daran deutlich, dass die von USR 2 geschalteten RV sehr häufig Doppelumschaltungen aufweisen (vgl. Abb. 6.4). Denn findet ein Wechsel eines aktiven RVs nicht zum benachbarten RV statt, so ergibt sich eine doppelt so hohe Spannungsänderung an der Last Impedanz wie bei üblichen Einfach-Umschaltungen. Durch das i.d.R. ungleichmäßige Verhältnis der Induktivitäten L_1/L_2 , in der Arbeit $L_1 \approx 10L_2$, ist das Schaltverhalten von USR 2 dominant und bestimmt somit die AC-seitige Ausgangsspannung des Stromrichters in Hybridstruktur maßgeblich. Dieser Umstand begünstigt die Ausgleichsströme aus den kapazitiven Umladevorgängen, welche bekanntlich zu einer Schwächung des direkten Regelverfahrens führen.

Eine Möglichkeit zur Optimierung besteht darin, den Strompfad im Gleichtaktkreis aufzutrennen und so eine Regelung in der dritten Dimension zu erübrigen. Diese Variante des Stromrichters in Hybridstruktur steht als Teillösung bzw. als Vereinfachung der entwickelten Theorie und Simulation bereits zur Verfügung und muss nicht neu hergeleitet werden. Wie bereits in Abschnitt 2.2 erläutert, ist dies durch getrennte Gleichspannungsversorgungen beider USR möglich. Dabei wird beispielsweise USR 1 wie gewohnt aus einer Gleichspannungsquelle gespeist, wobei für USR 2 ein Speicherelement ausreicht, um daraus die Verzerrungsströme von USR 1 zu kompensieren. Ausgehend von der Topologie wird der USR 2 so zu einem klassischen aktiven Filter (vgl. Abschn. 3.2.2). Allerdings stehen die Sollwerte für USR 2 dank der gekoppelten Regelung beider USR direkt bereit, was bei AF üblicherweise nicht der Fall ist.

Eine Anpassung des Prüfstandes und der Regelungsstruktur wurde nach Abbildung 8.1 vorgenommen. Durch den Wegfall des γ -Stromkreises können für beide USR gewöhnliche Modulationsverfahren bzw. direkte Stromregelverfahren genutzt werden, welche auch Nullzeiger gebrauchen. Für USR 1 wird daher eine konventionelle RZM mit vorgeschaltetem PI-Regler im dq -Koordinatensystem eingesetzt. Im Vergleich zur bisherigen Konfiguration wird an die-

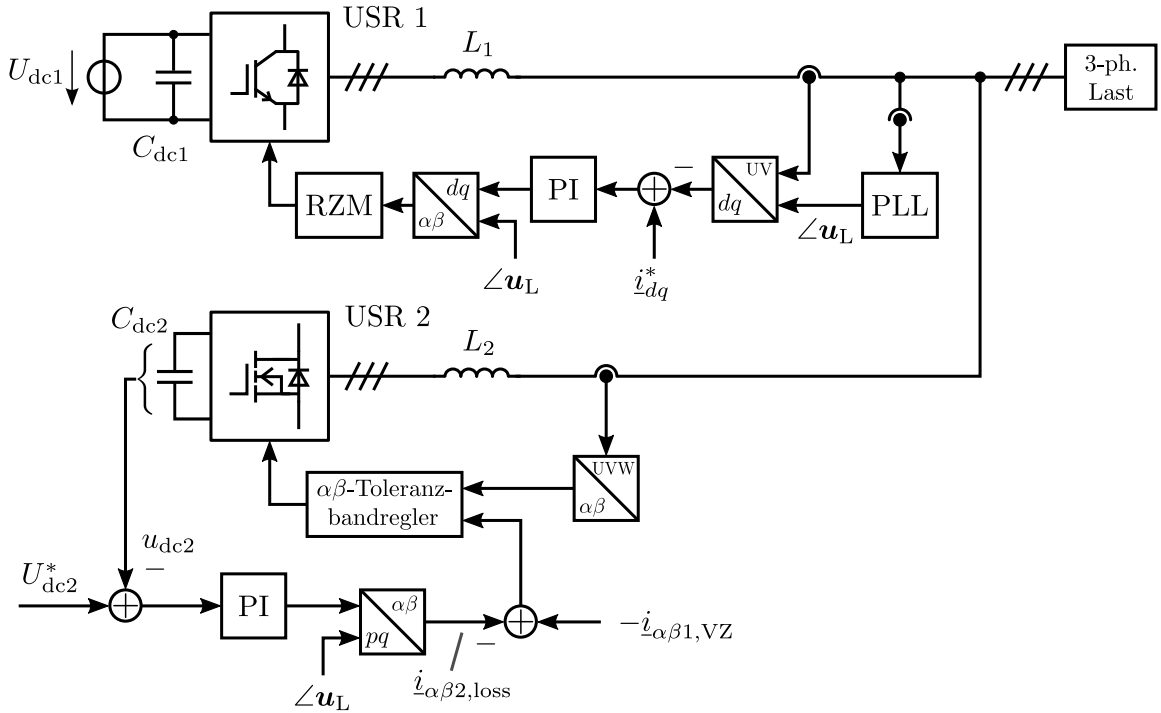


Abbildung 8.1: Blockschaltbild zum Aufbau des aktiven Filters bei getrennten Zwischenkreisen und Regelung der Kondensatorsspannung U_{dc2}

ser Stelle demzufolge nur der Modulator ausgetauscht. Die Regelung der Verzerrungsströme von USR 1 findet weiterhin im Zeitbereich statt. Deshalb wird zur Erzeugung der Ansteuersignale für USR 2, als eine mögliche Ausführung, der direkte Stromregler nach [2, 26, S. 228 ff.] eingesetzt. Um die Gleichspannung am Zwischenkreis von USR 2 auf einen vorgegebenen Pegel U_{dc2}^* regeln zu können, ist Wirkleistung notwendig, die je nach Vorzeichen zum Auf- bzw. Entladen des Kondensators C_{dc2} führt. Diese wird nach dem Erfassen der Spannung u_{dc2} mittels PI-Regler ermittelt, dessen Analyse ausführlich in [49] dargelegt ist. Die anschließende Rücktransformation in einen in der $\alpha\beta$ -Ebene befindlichen Stromzeiger $i_{\alpha\beta 2, loss}$ mit Hilfe des Lastspannungswinkels $\angle u_L$ basiert auf der pq -Theorie, beschrieben in [4]. Dieser Stromzeiger wird vom eigentlichen Sollwert, dem inversen Verzerrungsanteil von USR 1, subtrahiert und anschließend dem direkten Stromregler als Sollgröße zugeführt.

Für den beschriebenen Aufbau wurden Messungen analog zu denen aus Abschnitt 6 durchgeführt. Die Soll-Spannung am Kondensator von USR 2 wurde dabei auf denselben Wert wie die von USR 1 eingestellt: $U_{dc2}^* = U_{dc1}$. Die Toleranzbänder für den direkten Stromregler

($I_{\alpha\beta,\delta}$ und $I_{\alpha\beta,h}$) wurden so gewählt, dass die mittlere Schaltfrequenz von USR 2 mit der aus Abschnitt 6 vergleichbar ist. Der sich ergebende Last-Verzerrungsstrom ist in Abbildung 8.2a dargestellt. Dieser nimmt tendenziell für höhere Aussteuergrade ab. Die Regelung der

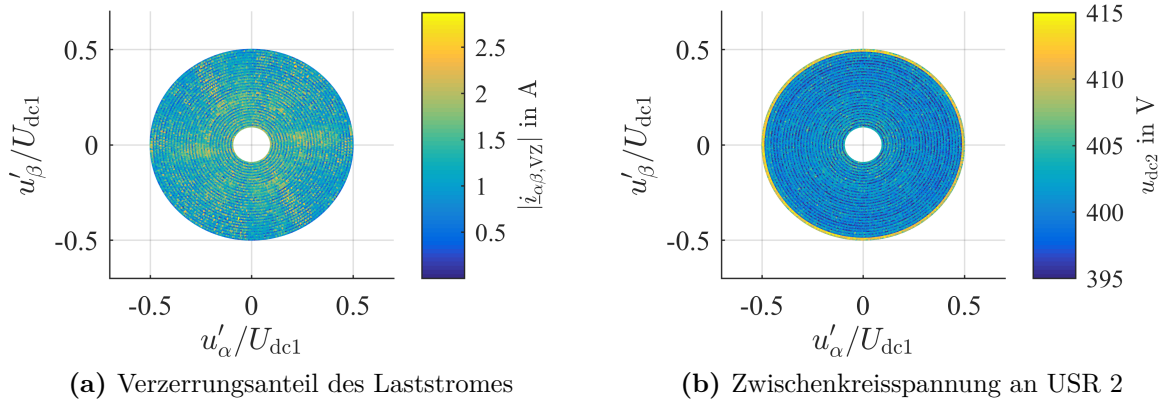


Abbildung 8.2: über nahezu den gesamten Modulationsbereich; $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,29\text{A}$

Zwischenkreisspannung ist über den gesamten Aussteuerbereich stabil, was aus Abbildung 8.2b hervorgeht. Der PI-Regler wurde dabei mit Absicht mit einem geringen P- und I-Anteil ausgestattet, um den Einfluss der Spannungsregelung auf den primär zu regelnden Laststrom gering zu halten. Denn für das direkte Stromregelverfahren ist die Konstanz der Zwischenkreisspannung nicht substanziell. Führt schließlich ein geschalteter RZ nicht zur gewünschten Stromänderung, so wird der nächste bestmögliche RZ ausgegeben, unerheblich welchen aktuellen Wert die Zwischenkreisspannung aufweist. Bei der RZM hingegen ist die genaue und gleichbleibende DC-Spannung über einen Schaltzyklus immens wichtig für die Berechnung des auszugebenden Pulsmusters. In der Abbildung 8.3 ist der Verlauf der Spannung u_{dc2} über zwei Grundswingungsperioden aufgetragen. Die Schwankung um den vorgegebenen Sollwert beträgt dabei nur wenige Volt und liegt damit, bezogen auf den Absolutwert, im Bereich der Messgenauigkeit des Systems.

Der Einfluss der Spannungsregelung auf den Laststrom über $i_{\alpha\beta2,loss}$ ist zweifellos von der Größe des eingesetzten Zwischenkreis Kondensators C_{dc2} abhängig. Aus diesem Grund wurde für die Messungen ein relativ großer Wert von $C_{dc2} = 1\text{mF}$ angesetzt, womit $|i_{\alpha\beta2,loss}|$ im stationären Zustand durchschnittlich im zweistelligen mA-Bereich liegt. Dies wird auch aus Abbildung 8.4 deutlich, wo die Reglergrößen aus dem FPGA innerhalb einer Sequenz dargestellt sind. Doch obwohl die Spannungsregelung die Freiheitsgrade der AC-seitigen Par-

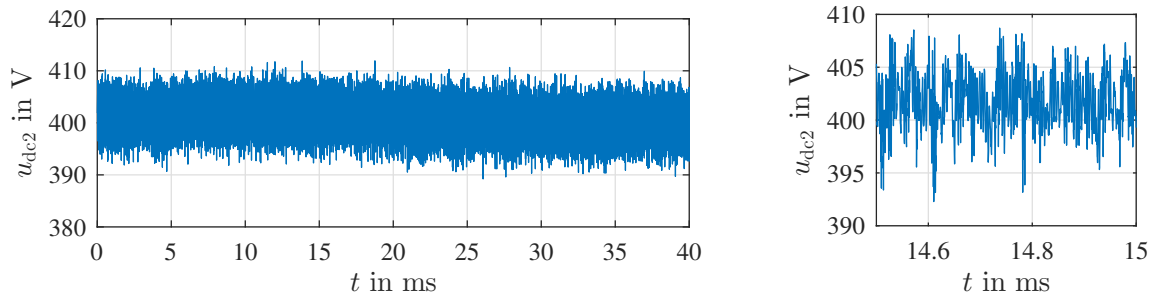


Abbildung 8.3: Zwischenkreis Gleichspannung an USR 2 über zwei Grundschwingungsperioden bei $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 0,4U_{dc1}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,29\text{A}$, $U_{dc2}^* = 400\text{V}$; in der rechten Spalte ist ein zeitlich höher aufgelöster Ausschnitt zu sehen

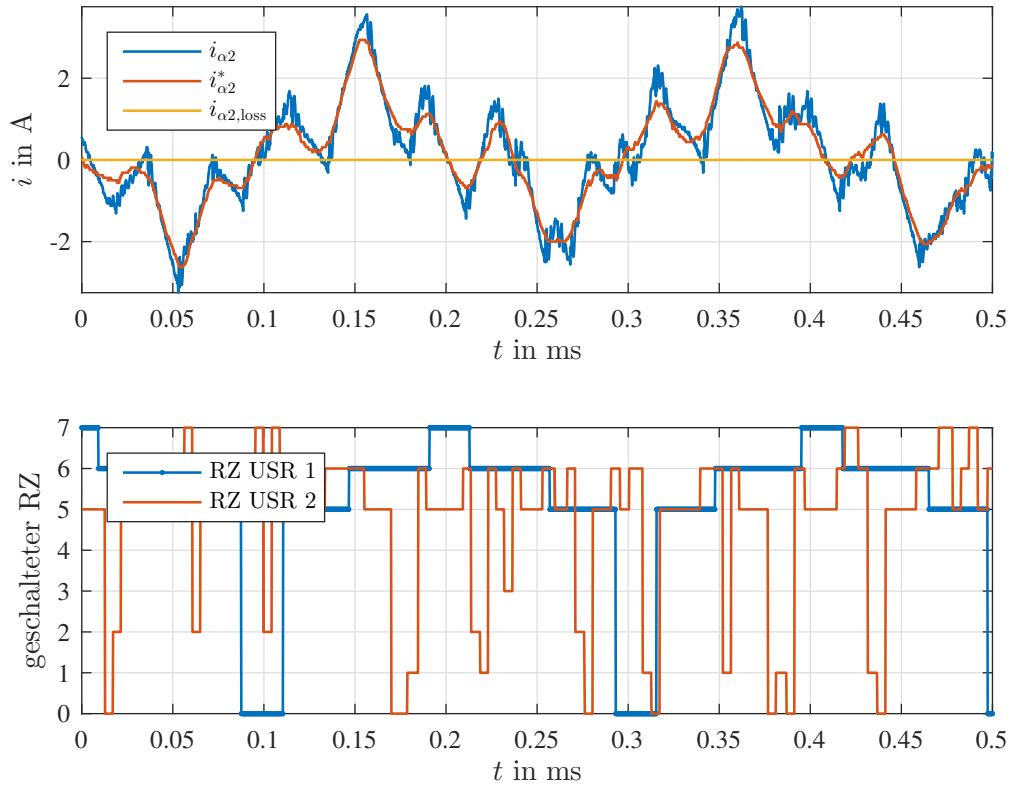


Abbildung 8.4: Messgrößen aus dem FPGA; Soll- und Istströme der α -Komponente für die Regelung von USR 2 und die ausgegebenen RZ beider USR, $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 0,4U_{dc1}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,29\text{A}$, $U_{dc2}^* = 400\text{V}$

allelschaltung der beiden USR nur marginal einschränkt, so ist dennoch eine Reduzierung des Aussteuerbereichs bemerkbar. Bei Aussteuergraden mit $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| > 1/2 U_{\text{dc}1}$ wird der Einfluss der Spannungsregelung so groß, dass ein deutlicher Verzerrungsanteil in den Phasen auftritt. Deshalb weisen die Ergebnisse in den Abbildungen 8.2 einen verringerten Aussteuerbereich ($|\underline{u}'_{\alpha\beta}| \leq 1/2 U_{\text{dc}1}$ statt $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| \leq 1/\sqrt{3} U_{\text{dc}1}$) auf. Diese Tatsache wird besonders durch die Schwächen des eingesetzten $\alpha\beta$ -Toleranzbandreglers begünstigt. Denn durch dessen Aufbau der Schalttabellen werden alle Schalthandlungen der α -Komponente alleine von Phase U ausgeführt [26, S. 234 ff.]. Jedoch kann dieser Effekt durch eine Erhöhung der Stellreserve, bzw. der DC-Spannung $U_{\text{dc}2}^*$ abgemildert werden, wie es im letzten Arbeitspunkt (vgl. Abb. 8.2b) erfolgt ist. Weiterhin wäre auch der Einsatz eines leistungsfähigeren direkten Stromreglers wie etwa [45, 55] erfolversprechend.

Die Anregung der kapazitiven Umladevorgänge wird merklich reduziert, weil kaum noch Doppelumschaltungen in der Ansteuerung von USR 2 auftreten. Die in Abbildung 8.5 dargestellte Sequenz verdeutlicht diesen Umstand. Die Amplituden der Einschwingvorgänge sind im Vergleich zu Abbildung 6.5 nur noch etwa halb so groß, obwohl die AC-seitige Konfiguration identisch ist.

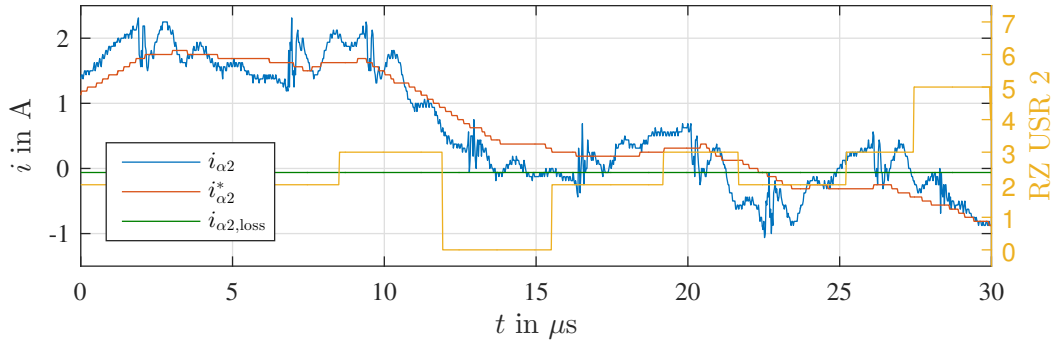


Abbildung 8.5: hochauflösende Darstellung der aus dem FPGA extrahierten Stromverläufe und RZ für die Regelung von USR 2, $|\underline{u}'_{\alpha\beta}| = 0,4 U_{\text{dc}1}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,29\text{A}$, $U_{\text{dc}2}^* = 400\text{V}$

Im direkten Vergleich mit der gewöhnlichen USR Topologie inklusive RZM schneidet das direkt-stromgeregelter aktive Filter zunächst minimal schlechter ab als der Stromrichter in Hybridstruktur (vgl. Abb. 7.2 vs. 8.6). Der Unterschied fällt bei den Modulationsgraden $|\underline{u}_{\alpha\beta}| \leq 1/3 U_{\text{dc}}$ besonders deutlich aus. Dieser Umstand ist, wie bereits oben erwähnt, auf den simplen $\alpha\beta$ -Toleranzbandregler zurückzuführen. Entscheidend ist jedoch, dass der Verzer-

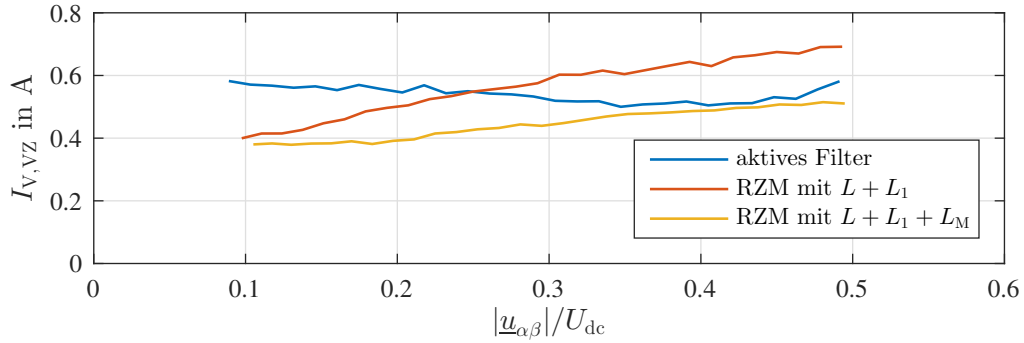


Abbildung 8.6: Vergleich der Effektivwerte der gemessenen Last-Verzerrungsströme gemittelt über die drei Phasen bei Betrieb der aktiven Filtertopologie und einem USB mit gewöhnlicher RZM; , $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,29\text{A}$, $U_{dc2}^* = 400\text{V}$

rungsanteil des Laststromes beinahe über den gesamten Modulationsbereich konstant niedrig gehalten werden kann und dieses Ergebnis nicht durch einen Nullstrom zwischen den beiden USB getrübt wird. Auch das resultierende Frequenzspektrum des Laststromes zeigt, dass die Schaltfrequenz von USB 1 (f_{sw1}) um weitere 8dB gedämpft werden kann im Vergleich zum Stromrichter in Hybridstruktur (vgl. Abb. 6.10 vs. 8.7).

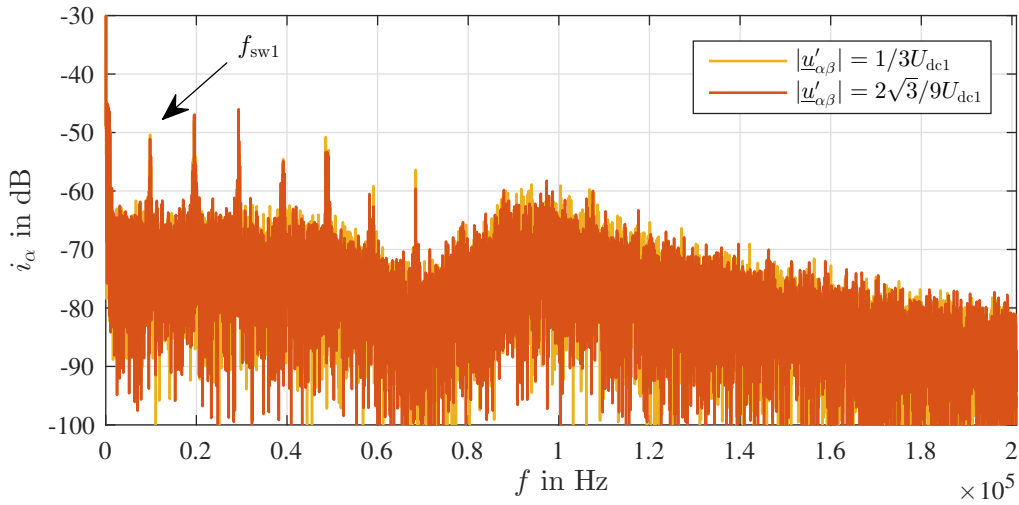


Abbildung 8.7: gemessenes Spektrum des Laststromes i_{α} bei ausgewählten Modulationsgraden: $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$, $I_{\alpha\beta,\delta} = 0,38\text{A}$, $I_{\alpha\beta,h} = 0,29\text{A}$; Darstellungsbereich wurde auf max. -30dB begrenzt; 0dB: $\hat{i}_{\alpha\beta}^* = 30\text{A}$

In Abbildung 8.6 ist weiterhin die Messkurve *RZM mit $L+L_1+L_M$* enthalten, welche bereits aus Abbildung 7.5 bekannt ist. Sie zeigt, dass die RZM erst durch eine zusätzliche Filterdrossel L_M in allen Betriebspunkten einen mindestens gleichwertigen Last-Verzerrungsstrom wie die aktive Filtertopologie erzielen kann. So entsteht dasselbe Einsparpotenzial wie für den Stromrichter in Hybridstruktur, was bezogen auf die gesamte Lastinduktivität ($L_1 + L_N + L_T$) eine Verkleinerung der Filterdrossel um 30% ergibt.

Insgesamt betrachtet verfügt eine getrennte DC-Versorgung beider USR über mehr Freiheitsgrade für eine aktive Kompensation von Verzerrungsanteilen. Ein direktes Stromregelverfahren für USR 2 bietet dank der hohen Dynamik die Möglichkeit, die eigentliche Filterung relativ unkompliziert im Zeitbereich vorzunehmen. Aktuelle Fortschritte im Bereich der direkten Stromregelung, wie z.B. symmetrische Schaltfrequenzen, keine Doppelumschaltungen und geringe Laufzeitverzögerung, könnten dieser Thematik zu neuem Vorschub verhelfen.

Es bleibt zu bedenken, dass der Einsatz schnell schaltender WBG-Leistungshalbleiter die Anforderungen an einen Aufbau, der möglichst frei von parasitären Induktivitäten und Kapazitäten ist, merklich erhöht. Dieser Umstand wurde während dieser Arbeit in Kauf genommen. Das Potential der daran beteiligten Disziplinen, wie z.B. der Aufbau- und Verbindungstechnik, ist bei weitem noch nicht ausgeschöpft, was auf weitere, zukünftige Verbesserungen schließen lässt.

A Anhang

A.1 Kennwerte der eingesetzten Hardware-Komponenten

Diese Daten wurden, soweit möglich, in den Modellen für die Simulation hinterlegt und berücksichtigt.

- Induktivität des 5-Schenkel Stelltransformators (Last) mit $k = -1/3$
 - $L_{TU} = 0,251\text{mH}$
 - $L_{TV} = 0,259\text{mH}$
 - $L_{TW} = 0,255\text{mH}$
- Werte der passiven Komponenten
 - $L_M = 0,6\text{mH}$; $k_M = 0$; $R_M = 1\text{m}\Omega$; $\hat{I}_{\text{sat},M} = 60\text{A}$
 - $L_N = 0,59\text{mH}$; $k_N = -0,5$; $R_N = 1\text{m}\Omega$; $\hat{I}_{\text{sat},N} = 60\text{A}$
 - $L_1 = 1\text{mH}$; $k_1 = 0$; $R_1 = 1\text{m}\Omega$; $\hat{I}_{\text{sat},1} = 50\text{A}$
 - $L_2 = 115\mu\text{H}$; $k_2 = 0.8$; $R_2 = 1\text{m}\Omega$; $\hat{I}_{\text{sat},2} = 15\text{A}$
 - $R_{\text{dc}} = 0,1\Omega$
 - $C_{\text{dc}} = C_{\text{dc}1} = 7\text{mF}$; $R_{C_{\text{dc}}} = 1\Omega$
 - $C_{\text{dc}2} = 1\text{mF}$
- Kenndaten des IGBT-Stromrichters
 - Semikron SKiiP 342GD120-3DU
 - maximale Zwischenkreisspannung $U_{CC} = 900\text{V}$
 - Nennstrom $I_C \leq 300\text{A}$
 - Signalverzögerung $t_{d,1} = 3,5\mu\text{s}$

- Verriegelungszeit $t_{DT,1} = 2,3\mu\text{s}$
- Kollektor-Emitter-Schleusenspannung $U_{CE0} = 1,2\text{V}$
- Bahnwiderstand IGBT $r_{CE} = 6\text{m}\Omega$
- Durchlassspannung Diode $U_f = 1,5\text{V}$
- Durchlass-Ersatzwiderstand $r_T = 3,3\text{m}\Omega$
- Kenndaten des SiC-MOSFET-Stromrichters
 - CREE CCS050M12CM2
 - Drain-Source Spannung $U_{DSS} = 1200\text{V}$
 - Nennstrom $I_D \leq 60\text{A}$
 - Signalverzögerung $t_{d,2} = 370\text{ns}$
 - Verriegelungszeit $t_{DT,2} = 175\text{ns}$
 - Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = 35\text{m}\Omega$
 - Durchlassspannung Diode $U_f = 1,3\text{V}$
 - Durchlass-Ersatzwiderstand $r_T = 12\text{m}\Omega$
- Kenndaten der FPGA-Karte
 - Signalverzögerung der analogen Eingänge $t_{d,ADC} = 325\text{ns}$
 - Laufzeit der RZM für USR 1 $t_{d,pwm} = 1\mu\text{s}$
 - Laufzeit der direkten Stromregelung für USR 2 $t_{d,dec} = 150\text{ns}$
- Spezifikation der eingesetzten Stromsensoren
 - HOKA am Ausgang des MOSFET-Stromrichters
 - * Strommessbereich $I_M = 0 \dots \pm 50\text{A}$
 - * Messgenauigkeit $\chi = \pm 1\% @ I_M$
 - * Bandbreite $BW = 0 \dots 5\text{MHz}$
 - * Verzugszeit $t_d \leq 10\text{ns}$
 - HOKA am Ausgang des IGBT-Stromrichters
 - * Strommessbereich $I_M = 0 \dots \pm 150\text{A}$

- * Messgenauigkeit $\chi = \pm 1\% @ I_M$
- * Bandbreite $BW = 0 \dots 5\text{MHz}$
- * Verzugszeit $t_d \leq 10\text{ns}$

A.2 Vorgaben für Simulation und Messung

Wenn nicht anders angegeben liegen den Simulationen und Messungen die folgenden Parameter zu Grunde:

- Amplitude des sinusförmigen Sollstromes $\hat{i}^* = 30\text{A}$
- Frequenz des sinusförmigen Sollstromes $f_{i^*} = 50\text{Hz}$
- Phasenwinkel $\varphi_{ui} = 0^\circ$
- Zwischenkreisspannung $U_{dc} = U_{dc1} = 400\text{V}$
- Schaltfrequenz USR 1 $f_{sw1} = 9,7\text{kHz}$

A.3 Simulationsmodelle zur Beschreibung der Hardware

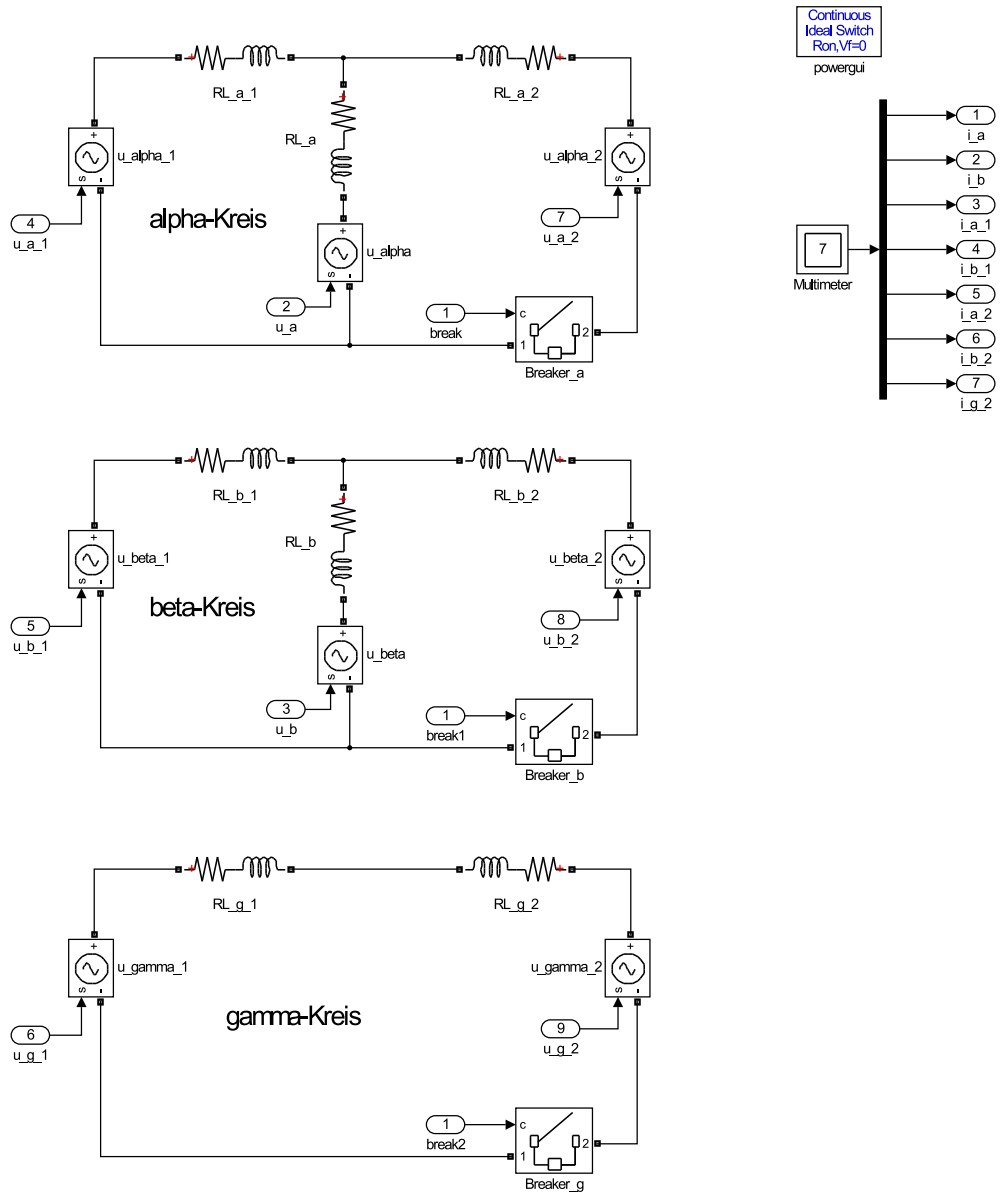
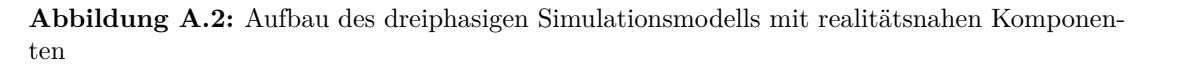


Abbildung A.1: Aufbau des Simulationsmodells mit getrennten α -, β - und γ -Kreisen



Literatur

- [1] M. A. Abusara und S. M. Sharkh. „Design and Control of a Grid-Connected Interleaved Inverter“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 28.2 (2013), S. 748–764. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2201505.
- [2] A. Ackva, H. Reinold und R. Olesinski. „A simple and self-adapting high-performance current control scheme for three phase voltage source inverters“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*. 1992, S. 435–442. ISBN: 0-7803-0695-3. DOI: 10.1109/PESC.1992.254848.
- [3] K. H. Ahmed, S. J. Finney und B. W. Williams. „Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation“. In: *2007 Compatibility in Power Electronics*. 2007, S. 1–9. ISBN: 1-4244-1054-1. DOI: 10.1109/CPE.2007.4296511.
- [4] H. Akagi. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley-Blackwell (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), 2007. ISBN: 978-0-470-10761-4.
- [5] H. Akagi. „Modern active filters and traditional passive filters“. In: *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences* 54.3 (2006), S. 255–269.
- [6] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg und S. Hansen. „Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications“. In: *Industry Applications Magazine, IEEE* 13.4 (2007), S. 22–33. ISSN: 1077-2618. DOI: 10.1109/MIA.2007.4283506.
- [7] T. Beechner und J. Sun. „Asymmetric interleaving — a new approach to operating parallel converters“. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2009, S. 99–105. DOI: 10.1109/ECCE.2009.5316099.
- [8] T. Beechner und J. Sun. „Harmonic cancellation under interleaved PWM with harmonic injection“. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 2008, S. 1515–1521. DOI: 10.1109/PESC.2008.4592152.

- [9] S. Bernet. *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis: Funktion, Modulation und Regelung*. 1. Aufl. Berlin Heidelberg: Springer, 2012. ISBN: 978-3-540-68861-7.
- [10] B. K. Bose. „An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 37.5 (1990), S. 402–408. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/41.103436.
- [11] M. Cacciato u. a. „Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 35.2 (1999), S. 469–476. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/28.753643.
- [12] S. A. Díaz Contreras u. a. „Analysis of digital controllers for equilibrated current distribution in an interleaved inverter“. In: *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*. 2010, S. 1–6. DOI: 10.1109/INDUSCON.2010.5739988.
- [13] EPCOS AG, Hrsg. *EMV-Filter: EPCOS Datenbuch 2014*. 2013.
- [14] O. Föllinger. *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. 11., völlig neu bearb. Aufl. VDE VERLAG GmbH, 2013. ISBN: 9783800732319.
- [15] S. Fukuda und M. Kitano. „Control strategy for a three phase series-connected hybrid inverter system“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*. Bd. 2. 2001, S. 968–973. ISBN: 0-7803-7067-8. DOI: 10.1109/PESC.2001.954245.
- [16] S. Fukuda, T. Yoshida und S. Ueda. „A Hybrid Multilevel Converter System with Extended Adjustable Output Voltage Range“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*. 2007, S. 1592–1597. ISBN: 978-1-4244-0654-8. DOI: 10.1109/PESC.2007.4342233.
- [17] G. Gohil u. a. „An Integrated Inductor for Parallel Interleaved Three-Phase Voltage Source Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.5 (2016), S. 3400–3414. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2459134.
- [18] G. Gohil u. a. „Modified Discontinuous PWM for Size Reduction of the Circulating Current Filter in Parallel Interleaved Converters“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.7 (2015), S. 3457–3470. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2339392.

-
- [19] X. Gong und J. A. Ferreira. „Comparison and Reduction of Conducted EMI in SiC JFET and Si IGBT-Based Motor Drives“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.4 (2014), S. 1757–1767. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2271301.
- [20] M. El-Habrouk, M. K. Darwish und P. Mehta. „A survey of active filters and reactive power compensation techniques“. In: *Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475)*. 2000, S. 7–12. ISBN: 0-85296-729-2. DOI: 10.1049/cp:20000211.
- [21] M. S. Harsha. „Regelverfahren zur Realisierung dezentraler Drehstromnetze für 3 Leitesysteme mittels parallelgeschalteter Spannungswechselrichter“. Dissertation. Ilmenau: TU Ilmenau, 2005.
- [22] D. G. Holmes und T. A. Lipo. *Pulse width modulation for power converters: Principles and practice*. Bd. 2. IEEE Press series on power engineering. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003. ISBN: 0471208140.
- [23] B. Hudoffsky. „Berührungslose Messung schnell veränderlicher Ströme“. Dissertation. Stuttgart: Universität Stuttgart, 2014.
- [24] W. G. Hurley und W. H. Wölflé. *Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications*. Chichester: John Wiley & Sons, 2013. ISBN: 978-1-119-95057-8.
- [25] E. Isen und A. F. Bakan. „Simulation of three-phase grid connected parallel inverters with current error compensation control“. In: *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2011 8th International Conference on*. 2011, S. 748–751. ISBN: 978-1-4577-0425-3. DOI: 10.1109/ECTICON.2011.5947948.
- [26] F. Jenni und D. Wüest. *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Zürich: vdf Hochschulverlag an der ETH Zürich etc., 1995. ISBN: 3-7281-2141-X. DOI: 10.3929/ethz-a-001427314.
- [27] N. Karrer, P. Hofer-Noser und D. Henrard. „HOKA: a new isolated current measuring principle and its features“. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. Bd. 3. 1999, S. 2121–2128. ISBN: 0-7803-5589-X. DOI: 10.1109/IAS.1999.806028.

- [28] H. A. Kazem. „Harmonic Mitigation Techniques Applied to Power Distribution Networks“. In: *Advances in Power Electronics* 2013.1 (2013), S. 1–10. DOI: 10.1155/2013/591680.
- [29] M. P. Kazmierkowski und L. Malesani. „Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 45.5 (1998), S. 691–703. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/41.720325.
- [30] J.-S. Lai und F. Z. Peng. „Multilevel converters-a new breed of power converters“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 32.3 (1996), S. 509–517. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/28.502161.
- [31] J. Le Claire und M. Benkhoris. „Cancellation of the output ripples of a three-phase converter using parallel-connected inverters and phase-shift-self-oscillating controllers“. In: *Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on*. 2015, S. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2015.7309071.
- [32] M. Liserre, F. Blaabjerg und S. Hansen. „Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.5 (2005), S. 1281–1291. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2005.853373.
- [33] S. Miaosen, S. Krishnamurthy und M. Mudholkar. „Design and performance of a high frequency silicon carbide inverter“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. 2011, S. 2044–2049. ISBN: 978-1-4577-0542-7. DOI: 10.1109/ECCE.2011.6064038.
- [34] S. K. T. Miller, T. Beechner und J. Sun. „A Comprehensive Study of Harmonic Cancellation Effects in Interleaved Three-Phase VSCs“. In: *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 2007, S. 29–35. ISBN: 978-1-4244-0654-8. DOI: 10.1109/PESC.2007.4341956.
- [35] N. Mittal u. a. „Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies“. In: *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on*. 2012, S. 1–11. ISBN: 978-1-4673-1047-5. DOI: 10.1109/ICPCES.2012.6508041.
- [36] N. Mohan, T. M. Undeland und W. P. Robbins. *Power electronics: Converters, applications, and design*. 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003. ISBN: 9780471226932.

-
- [37] T. Noguchi, H. Kodachi und I. Saito. „Performance improvement of current-controlled PWM inverter by means of dithering“. In: *Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on*. Bd. 1. 2001, S. 390–395. ISBN: 0-7803-7233-6. DOI: 10.1109/PEDS.2001.975345.
- [38] G. Oriti, A. L. Julian und T. A. Lipo. „A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*. Bd. 2. 1997, S. 1541–1546. ISBN: 0-7803-3840-5. DOI: 10.1109/PESC.1997.618066.
- [39] N. Oswald u. a. „An Experimental Investigation of the Tradeoff between Switching Losses and EMI Generation With Hard-Switched All-Si, Si-SiC, and All-SiC Device Combinations“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.5 (2014), S. 2393–2407. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2278919.
- [40] S. Piasecki u. a. „SiC-based Support Converter for passive front-end AC drive applications“. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. 2013, S. 6010–6015. DOI: 10.1109/IECON.2013.6700121.
- [41] J. Popović-Gerber u. a. „Power Electronics Enabling Efficient Energy Usage: Energy Savings Potential and Technological Challenges“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.5 (2012), S. 2338–2353. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2171195.
- [42] J. Rabkowski, S. Piasecki und M. P. Kazmierkowski. „Design of a three-phase AC/DC converter with paralleled SiC MOSFETs“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International*. 2014, S. 533–539. DOI: 10.1109/EPEPMC.2014.6980548.
- [43] M. Rahimo u. a. „Characterization of a Silicon IGBT and Silicon Carbide MOSFET Cross Switch Hybrid“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* PP.99 (2015), S. 1. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2402595.
- [44] J. Rodriguez u. a. „A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.7 (2010), S. 2219–2230. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2009.2032430.
- [45] M. Schäfer u. a. „Direct Current Control for Grid-Connected Diode-Clamped Inverters“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.4 (2017), S. 3067–3074. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2016.2636127.
-

- [46] D. Schröder. *Leistungselektronische Bauelemente*. 2. Aufl. Berlin, Heidelberg und New York: Springer, 2006. ISBN: 9783540287285.
- [47] SEMIKRON International GmbH, Hrsg. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. Ilmenau: ISLE Verlag, 2010. ISBN: 978-3-938843-56-7.
- [48] B. Singh, K. Al-Haddad und A. Chandra. „A review of active filters for power quality improvement“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 46.5 (1999), S. 960–971. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/41.793345.
- [49] V. Soares, P. Verdelho und G. Marques. „Active power filter control circuit based on the instantaneous active and reactive current i_d - i_q method“. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. Bd. 2. 1997, S. 1096–1101. ISBN: -2005. DOI: 10.1109/PESC.1997.616882.
- [50] R. Süsse, J. Petzoldt und T. Ellinger. *Theoretische Elektrotechnik: Band 6: Elektrische Netzwerke - Leistungselektronik Systembeschreibung, Berechnung und Synthese*. 1. Aufl. Wissenschaftsverlag Thüringen, 2011. ISBN: 9783980648677.
- [51] F. Ueda u. a. „Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 10.6 (1995), S. 673–679. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/63.471287.
- [52] E. Ün und A. M. Hava. „A Near State PWM Method With Reduced Switching Frequency And Reduced Common Mode Voltage For Three-Phase Voltage Source Inverters“. In: *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*. Bd. 1. 2007, S. 235–240. ISBN: 1-4244-0742-7. DOI: 10.1109/IEMDC.2007.383583.
- [53] E. Ün und A. M. Hava. „Performance analysis and comparison of reduced common mode voltage PWM and standard PWM techniques for three-phase voltage source inverters“. In: *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*. 2006, 7 pp. ISBN: 0-7803-9547-6. DOI: 10.1109/APEC.2006.1620555.
- [54] J. Wang, R. Burgos und D. Boroyevich. „A survey on the modular multilevel converters — Modeling, modulation and controls“. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2013, S. 3984–3991. DOI: 10.1109/ECCE.2013.6647229.
- [55] H. Wießmann. *Hochdynamisches direktes Stromregelverfahren für Pulswechselrichter im Vergleich zu PWM-Verfahren*. München: Dr. Hut, 2012. ISBN: 9783843904759.

-
- [56] S. Woothipatanapan, A. Jangwanitlert und P. Chancharoensook. „Efficiency improvement of converter for switched reluctance motor drives by mixed parallel operation of IGBT and MOSFET“. In: *TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference*. 2010, S. 1841–1846. ISBN: 978-1-4244-6889-8. DOI: 10.1109/TENCON.2010.5685964.
- [57] D. Zhang u. a. „DC-Link Ripple Current Reduction for Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters With Interleaving“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 26.6 (2011), S. 1741–1753. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2082002.
- [58] D. Zhang u. a. „Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 46.3 (2010), S. 1042–1054. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2010.2045336.
- [59] X.-P. Zhang, C. Rehtanz und B. Pal. *Flexible AC Transmission Systems: Modelling and Control*. 2nd ed. 2012. Power systems. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 9783642282416. DOI: 10.1007/978-3-642-28241-6.

